Amatérské RADIO

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVIII/1979 ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klabal, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomirský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zíma, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52-7, šéfred. linka 354, redaktor l. 353.
Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel.
Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.
Toto číslo mělo vyjít podle plánu 11. 7. 1979
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO, Praha

VI. SJEZD SVAZARMU

V minulých číslech jsme si uvedli výňatky z projevu vedoucího delegace ÚV KSČ, vlády ČSSR a ÚV Národní fronty, člena předsednictva ÚV KSČ soudruha Jozefa Lenárta, z nichž jednoznačně vyplynuly jak ocenění dosavadní práce Svazarmu, tak i úkoly, které před naši organizaci staví usnesení XV. sjezdu KSČ a další usnesení předsednictva strany a vlády naší socialistické republiky.

Úkoly, které má naše branná organizace plnit, se bezezbytku promítly do závěrečného usnesení sjezdu, které dává přesný program další činnosti Svazarmu a konkretizuje některé nastíněné úkoly; naší odbornosti se týká především ta část rezoluce VI. sjezdu, která je nazvána „Uspokojování zájmů veřejnosti a zejména mládeže rozvíjet v souladu se zájmy budování a obrany země", kterou pro její závažnost otiskujeme v plném znění.

Uspokojování zájmů veřejnosti a zejména mládeže rozvíjet v souladu se zájmy budování a obrany země

Zájmové činnosti Svazarmu plně rozvíjet v souladu s hlavními úkoly a brannou společenskou funkcí Svazarmu. Rozvoj činností uskutečňovat vyváženě, plánovitě a s nutnou cílevědomostí. V naplňování úkolů zájmových činností v branné výchově, v polytechnické výchově a°i v podílu Svazarmu na kulturně společenském životě občanů a mládeže s potřebnou konkrétností řešit potřebu masovosti rozvoje, vysoké kvality, efektivnosti, jednoty politické a odborné činnosti a cílevědomé podpory ČSLA a budovatelských úkolů. V roce 1979 dokončit zpracování koncepce motoristické činnosti ve Svazarmu. V zájmové branné činnosti s větší promyšleností rozvíjet výcvikovou polytechnickou a technickou i branně sportovní činnost. Ve všech oborech činností dbát o zdraví sportovců a dalších účastníků.

Prvořadý je masový rozvoj základních forem zájmové branné činnosti.

Naplňovat úlohu zájmových svazarmovských činností vyžaduje zvýšit pozornost jejich masovému rozvíjení. K tomu bude nezbytné rozvíjet především v základních organizacích zájmové branné činnosti v širším komplexu jejich obsahu než dosud, včas reagovat na potřeby rozvíjející se společnosti. Rozvíjet a podchycovat je třeba především branně sportovní a branně technické zájmy, zejména mládeže.

K dosažení širšího masovějšího rozvoje odborných činností je nutné poskytovat základním organizacím účinnější pomoc radami odborností mimo jiné. Na všech stupních je třeba zvýšit aktivitu ve zpracování nezbytných metodických materiálů a k účinnější odborně metodické pomoci základním organizacím a jejich klubů. Potřebám masového rozvoje zájmové branné činnosti musí odpovídat systém soutěží, výstav, přehlídek technických prací i technické osvětové činnosti Svazarmu. Úkoly zájmové branné činnosti si vyžadují rozvinout cílevědomou kádrovou práci na tomto úseku, zvýšit péči o vyhledávání a přípravu dalších nových branně výchovných pracovníků. Orgány Svazarmu všech stupňů musí klást na trenéry, cvičitele a rozhodčí vysoké nároky a současně také vytvářet pro jejich práci odpovídající podmínky. Úkolem odborností ÚV Svazarmu je zlepšit vydávání studijních materiálů odpovídajících požadavkům jednotné branně sportovní kvalifikace kádrů.

Masové rozvíjení zájmové branné činnosti bude do značné míry i nadále záviset od cílevědomé a věcné spolupráce Svazarmu a většího společenského úsilí na všech stupních se státními, hospodářskými a společenskými orgány a organizacemi. Zkvalitňování této spolupráce je třeba věnovat stále větší pozornost.

Všechny základní organizace Svazarmu musí usilovat o to, aby všechny zájmové činnosti zvýšily pozornost úkolům masové základní branné přípravy. Metodickými útvary rozvoje základní branné přípravy se musí stát kluby masových branných sportů základních organizací Svazarmu a odborné rady masových branných sportů při územních orgánech Svazarmu všech stupňů. Úkolem rad masových branných sportů je spolu s ostatními radami rozpracovat metodiku základní branné přípravy s orientací na využití komplexu disciplín odznaku zdatnosti, branné turistiky, Dukelského závodu branné zdatnosti a Sokolovského závodu branné zdatnosti a technického minima odborných činností.

Masový rozvoj zájmové branné činnosti bude třeba zabezpečovat především v masových branných sportech, modelářství, radioamatérství, střelectví, mototuristice, branném vodáctví a základní parašutistické činnosti mládeže.

Náročným vysoce politickým úkolem je zabezpečit vysokou kvalitu přípravy a masového vystoupení mládeže ve skladbě Svazarmu na Československé spartakiádě 1980. V rámci spartakiády rozvinout široce branně sportovní a branně turistickou činnost.

Vysoké nároky vystupují před všemi druhy svazarmovských sportů. Vysoký zájem veřejnosti o tuto činnost Svazarmu si vyžaduje dbát trvale o jeho správnou obsahovost, o naplňování všech jeho funkcí v jednotě s hlavním posláním Svazarmu.

Výkonnostní oblast branně sportovní činnosti bude rozvíjena účelně ve prospěch masového rozvoje a výběru mladých talentů. To vyžaduje umožňovat zapojování co nejširší veřejnosti a zejména mládeže do branně sportovní činnosti s požadavkem pravidelnosti přípravy a růstu její kvality a zabraňovat tendencím samoúčelných soutěží často jen pro úzký okruh sportovců, sledujících jen omezené místní zájmy. Podporovat je třeba soutěže, které umožňují široké zapojování mládeže, objevování talentů a jejich získávání pro další výkonnostní činnost.

Podíl na socialistické výchově mládeže je jedním z nejvýznamnějších úkolů Svazarmu

Velmi důležitým úkolem Svazarmu je věnovat soustavnou pozornost socialistické vý-

chově mladé generace a podílet se na vytváření podmínek pro zdravý rozvoj jejich zájmů a aktivní uplatnění se v naší společnosti. Cílem výchovné práce i pro Svazarm je formovat mládež v socialistickou generaci dnešní doby, pro niž socialismus se stal smyslem a symbolem jejího života, pro niž je i obrana socialistické vlasti ctí a uvědomělou občanskou povinností. Svazarm ve spolupráci se všemi složkami společnosti, zejména se Socialistickým svazem mládeže, Československým svazem tělesné výchovy a se školami se bude zasazovat v souladu s požadavky jednotného působení mezi mladou generací o to, aby mládež, se kterou pracuje, byla morálně, politicky i prakticky připravena účinně se podílet na výstavbě a zabezpečování obrany naší socialistické vlasti.

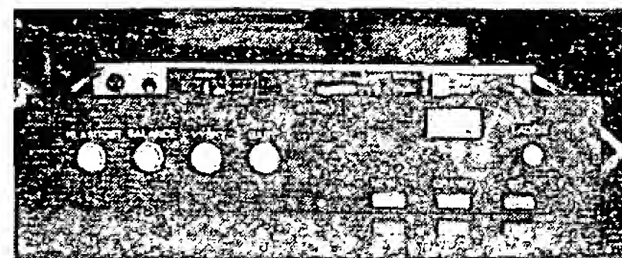
Sjezd pokládá za nutné zdůraznit, aby byly všemi orgány a organizacemi Svazarmu vytvářeny předpoklady pro širší využívání různorodých a pro mládež přitažlivých činností. Je nezbytné, aby Svazarm všemi svými odbornostmi přispíval k naplňování širokého okruhu zájmů mládeže, aby rozvíjel formy polytechnické výchovy a vychovával mládež ke vztahu k technice. I nadále bude důležité využívat vhodných přitažlivých forem v odborné činnosti, které umožňují zvyšovat technickou připravenost a fyzickou zdatnost mládeže. Široké možnosti soustavného výchovného působení na kolektivy mládeže, organizované v žákovských a dorosteneckých družstvech Svazarmu poskytuje branně sportovní činnost. Při rozvíjení branně sportovní činnosti mládeže je nezbytné ve všech odborných činnostech úměrně k věku mládeže přizpůsobit metodiku tréninkového procesu a dbát na rozvíjení základní branné činnosti ve vyváženém vztahu ke speciální odborné přípravě. Trvalou pozornost musí organizace a orgány Svazarmu věnovat propagaci branné činnosti a jejímu rozvíjení na pokrokových tradicích Československé lidové armády a lidu, na tradicích dělnického a komunistického hnutí.

Na půdě organizace Svazarmu k záměrům rozvíjení zájmů mládeže v odborných činnostech v souladu s cíli jednotného výchovného působení na mladou generaci budou organizovány Pionýrské oddíly.

Jednotný systém branné výchovy ukládá zintenzívnit podíl Svazarmu při uskutečňování branné výchovy mládeže, především školní mládeže. V branné výchově školní mládeže bude těžiště podílu a pozornosti Svazarmu spočívat i nadále v podpoře Socialistického svazu mládeže a jeho Pionýrské organizace a při jimi rozvíjené branné výchově, při branných hrách a soutěžích, pořádaných na školách, při zabezpečování branných činností v letních táborech a dalších akcí branného charakteru.

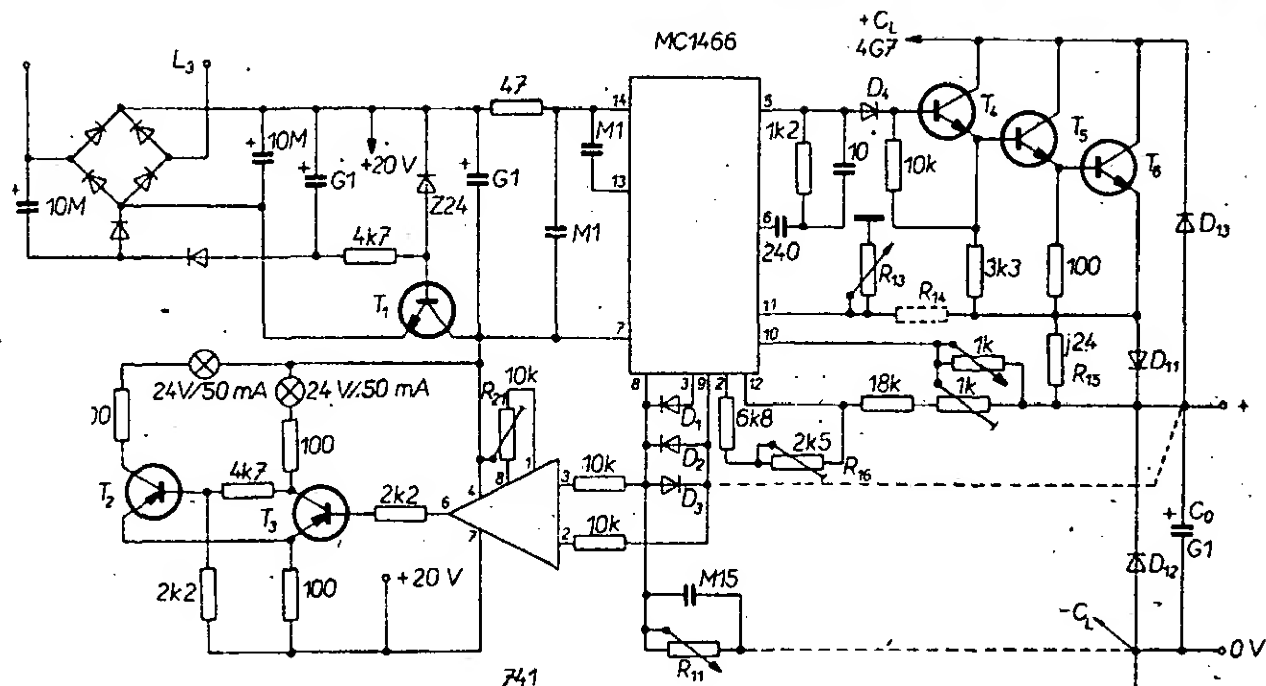
Velikou pozornost je třeba věnovat práci s mládeží mimo školu, v sídlištích a na vesnicích. Zvýšené úsilí věnovat i práci s dělnickou mládeží. Základem branné činnosti s mládeží zde musí být jednoduché, přitažlivé, nenáročné branné hry a soutěže organizované tak, aby se jich mohla zúčastnit veškerá mládež a aby vzbudily trvalý zájem o brannou výchovu.

ZAPOJENÍ S IO



Allan Matuška

Integrované obvody nacházejí stále častější uplatnění i v amatérských konstrukcích. I když výběr integrovaných obvodů v ČSSR je značně omezený, je možno nejen s nimi, ale i s obvody výroby NDR, PLR, SSSR a MLR konstruovat velmi zajímavá a neobvyklá zařízení. V tomto čísle AR pro konstruktéry jsou popsána zařízení a obvody, v nichž je využito IO. Zapojení jsou převzata ze zahraniční literatury, neboť ne každý má k takové literatuře snadný přístup. U některých zapojení je uvedeno, pro snazší pochopení, proč byl použit integrovaný obvod, i důkladnější rozbor. V konstrukční části je popis přijímače VKV KIT 78.



Obr. 1. Zapojení laboratorního napájecího zdroje (čárkovaná chybová vedení musí být připojena přímo na výstupní svorky)

Napájecí zdroje

Nastavitelný stabilizátor laboratorní napájecí zdroj

V zapojení podle obr. 1 jednoduchou výměnou dvou odporů můžeme měnit výstupní napětí a proud od nuly. Ochrana proti přetížení je typu „fold back".

Napájecí zdroj, který má pracovat od nuly, potřebuje pomocné napětí. V daném zapojení je toto napětí 21 až 30 V (proud 12 mA). Pomocné napětí nesmí být uzemněno; musí být vždy o 7,25 V menší než nastavené výstupní napětí. Pomocné napětí je získáno ze zvláštního vinutí transformátoru, usměrněno můstkovým usměrňovačem a stabilizováno. Napětí pro Zenerovu diodu je získáno ze zdvojovače. Operační zesilovač 741 a indikační žárovky jsou napájeny rovněž z tohoto pomocného zdroje. Na obr. 2 je síťový transformátor s hlavním usměrňovačem a nabíjecím kondenzátorem. Jako sériový proměnný odpor jsou zapojeny tři tranzistory n-p-n v Darlingtonově zapojení. Odpory mezi bázemi a emitory zkracují dobu náběhu zdroje.

Použitý IO MC1466 má vnitřní stabilizátor 18,5 V, nastavitelný zdroj konstantního proudu (0,8 až 1,2 mA), regulační zesilovač výstupního napětí a proudu, hradlo OR a koncový stupeň.

Výstupní proud zdroje konstantního proudu, který se nastavuje odporem R_{16} (0,8 až 1,2 mA), teče z vývodu *3* IO přes potenciometr R_{11}, kterým se nastavuje výstupní napětí. Regulační zesilovač výstupního napětí srovná napětí na potenciometru (vývod *8*) s napětím svorkovým (vývod *9*) a řídí přes hradlo OR koncový stupeň. Vztažnou veličinou pro omezení proudu je úbytek napětí na odporu R_{17} (vývod *10*). Zvětší-li se úbytek napětí na měrném odporu R_{15} (vývod *11*) nad požadovanou mez, je regulován proud hradlem OR a výstupní napětí se zmenší. Pro správnou funkci musí být úbytek napětí na odporu R_{15} 0,25 V při maximálním proudu. Dioda D_{11} zapojená paralelně k R_{15} chrání obvod před zničením při vadném koncovém tranzistoru.

Koncový stupeň může z vývodu *5* odebírat proud až 1,5 mA. Aby byly zachovány dobré vlastnosti IO, je tento proud zvolen 0,5 mA. Člen *RC* (240 pF; 1,2 kΩ; 10 pF) ovlivňuje amplitudu a fázi regulační smyčky. Kondenzátor 10 pF může odpadnout, použijeme-li koncový tranzistor s mezním kmitočtem vyšším než 0,5 MHz.

Při přetížení se výstupní napětí (vývod *9*) zmenšuje pod velikost nastavenou potenciometrem R_{11} (vývod *8*). Operační zesilovač zaregistruje tento rozdíl a z jeho výstupu se řídí indikační zesilovač. Chybové vedení (na obr. 1 čárkovaně) kompenzuje úbytek napětí na vodičích přístroje.

Ochranné obvody

Integrovaný obvod může být chráněn proti nežádoucím provozním chybám zapojení a proti chybám při stavbě přístroje diodami. Diody D_2, D_3, D_4 chrání obvod proti zkratu, „napájení" z vnějšího zdroje a proti rušení ze sítě. Ochranu proti síťovému rušení můžeme zlepšit zapojením Zenerovy diody mezi vývod *9* a *7* (U_Z = 8 V). Kondenzátor paralelně k odporu R_{11} zmenšuje rovněž vliv sítě. Pak je ovšem nutné zapojit vždy diodu D_1 jako ochranu IO. Dioda D_{11} zapojená paralelně k R_{15} chrání IO při vadném koncovém

tranzistoru; nesmí se však použít při ochraně typu „foldback". Diody D_{12} a D_{13} chrání přístroj při odpojení od indukční zátěže a proti napětí přivedenému z jiného napájecího zdroje. Pro proud 1 A mohou být použity diody 1N4001 (KY132/80).

Indikační zesilovač je zapojen jako Schmittův klopný obvod, který je řízen operačním zesilovačem 741, napájeným napětím asi 20 V. V obvodu lze použít jak germaniové, tak i křemíkové tranzistory p-n-p. Kolektorové odpory (100 Ω) omezují počáteční proud indikačních žárovek. Při použití svítivých diod musíme odpory zvětšit na 2,2 kΩ. Potenciometrem R_{21} v obvodu operačního zesilovače nastavíme bod sepnutí indikačního zesilovače: při nezatíženém zdroji otočíme rychle běžcem potenciometru R_{11} do levé krajní polohy. Přitom se krátce rozsvítí žárovka indikace regulace napětí. Potenciometr R_{21} nastavíme při provozu naprázdno tak, aby se tato žárovka právě rozsvítila.

Návrh transformátoru

Při návrhu transformátoru je problematické počítat jen s danými vstupními údaji a pak transformátor ihned navinout. Takový přístup může způsobit mnohé problémy. Proud transformátorem není – díky impulsnímu charakteru činnosti usměrňovačů s diodami a s filtračním kondenzátorem – čistě sinusový. Proto je třeba u tranformátoru počítat s většími ztrátami, než jaké by odpovídaly odebíranému ss proudu. Při použití můstkového usměrňovače musí být tranformátor navržen pro proud

$$I_{Tr} = 1,5\ I_{ss}.$$

Napětí na nabíjecím kondenzátoru bude v ideálním případě rovné špičkovému střídavému napětí. Vlivem úbytku U_D na diodách může však být dosaženo jen napětí

$$U_C = \sqrt{2}U_{Tr} - 2U_D.$$

Při zatížení se U_C zmenšuje o 3 až 8 V vlivem úbytku na činném odporu vinutí transformátoru.

Napětí na kondenzátoru se krátkodobě mění dobíjením přes diody. Toto tzv. napětí brumu (špička–špička, mezivrcholové) je

$$U_{BR} = \frac{I_{ss}}{2\pi f C_L}.$$

Při spojení výkonových tranzistorů do Darlingtonova zapojení je úbytek napětí 0,7 V na jeden tranzistor. Použít komplementární tranzistory vzhledem k velkému posuvu fáze a možnosti zakmitávání je pro napájecí zdroje nevhodné. Kromě toho větší úbytek napětí nemá žádný podstatný vliv na zapojení. Pro $U_{ss} = 25$ V; $I_{ss} = 1$ A, $C_L = 4700$ µF a tři tranzistory v Darlingtonově zapojení můžeme spočítat

$$\Delta U_T = 3 \cdot 0,7 = 2,1\ \text{V},$$

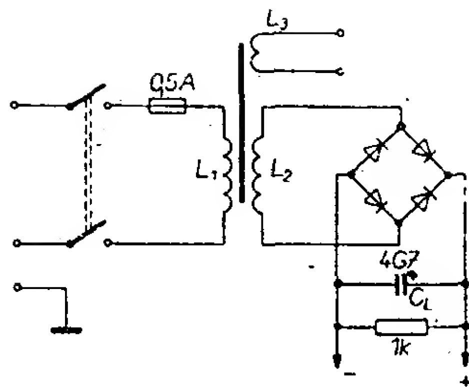
$$U_{BR} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}} = 2,2\ \text{V}.$$

Úbytek napětí ΔU na transformátoru je tedy asi 5 V. Při daném zatěžovacím proudu je napětí na nabíjecím kondenzátoru

$$U_{C0} = U_{ss} + U_T + \frac{U_{BR}}{2} + \Delta U =$$
$$= 25 + 2,1 + 1,1 + 5 = 33,3\ \text{V}.$$

Napětí na transformátoru:

$$U_{Tr} = \frac{U_{C0} + 2U_D}{\sqrt{2}} = \frac{33,3 + 2}{\sqrt{2}} = 25\ \text{V}.$$



Obr. 2. Usměrňovač pro zdroj z obr. 1

Bez zatížení se toto napětí zvětší asi na 35 V. Transformátor musí být dimenzován pro proud

$$I_{Tr} = 1,5 I_L = 1,5 \times 1 = 1,5\ \text{A}.$$

Při proudové hustotě 3 A/mm² je pro sekundární vinutí zapotřebí drát o ∅ 0,8 mm. Pomocné vinutí: 25 V/0,1 A. Výkon transformátoru

$$P_{Tr} = 25 \cdot 1,5 = 37,5\ \text{VA}.$$

S pomocným vinutím je $P_{Tr} \doteq 40$ VA.

Chlazení výkonových tranzistorů

Největší ztrátový výkon vzniká při zkratu, který je určen maximálním odebíraným proudem.

$$P_{max} = (U_{ss} + \Delta U_T)\ I_{ss} =$$
$$(25 + 2,1) \cdot 1 = 27,1\ \text{W}.$$

Pro teplotu přechodu 160 °C a teplotu okolí 30 °C je rozdíl teplot $\Delta T = 130$ °C

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{130}{27,1} = 4,8\ °\text{C/W}.$$

Pouzdro TO-3 má teplotní odpor 1,5 °C/W. Chladič musí mít tedy odpor 3,3 °C/W. Tento odpor má hliníkový čtvercový černěný plech o straně 14 cm, tloušťky 2 mm, umístěný vertikálně s volným přístupem vzduchu.

Návrh obvodu pro různé zatížení

V uvedeném zapojení můžeme změnou odporů nastavit jiné napětí i proud. Požadované výstupní napětí je určeno úbytkem napětí na odporu R_{11}. Potenciometrem R_{11} teče proud 0,8 až 1,2 mA, který lze nastavit odporem R_{16}. Pro výstupní napětí 25 V je potřebný potenciometr 22 kΩ. Maximální proud do zátěže lze nastavit odporem $R_{17} = 1$ kΩ a to tak, aby na odporu R_{15} byl úbytek napětí 0,25 V:

$$R_{15} = \frac{0,25}{I_{max}}.$$

Menší proudy lze nastavit potenciometrem $R_{12} = 1$ kΩ. Kondenzátor C_0 má kapacitu 100 µF.

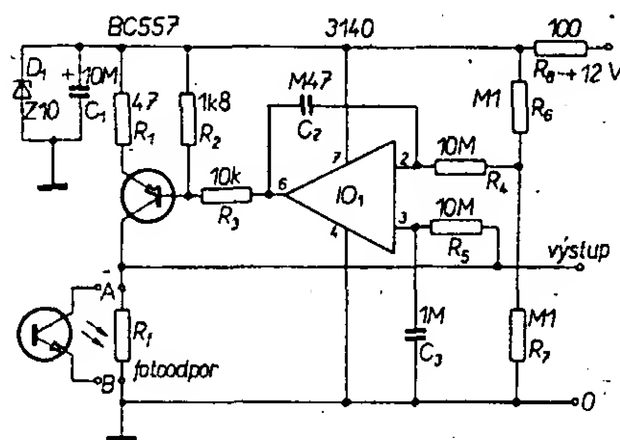
Výkonový tranzistor T_6 má v daném případě výkonovou ztrátu 27 W. Použijeme-li 2N3055 (KD607) s $\beta = 40$, pak tranzistor T_5 má βkrát menší výkonovou ztrátu, tj. asi 0,75 W. Pro T_5 je vhodný tranzistor KF508 s malým chladičem. Při menším β tranzistoru T_6 je větší i výkonová ztráta tranzistoru T_5. Na místě T_4 je možno použít KC507. Diody D_{11}, D_{12}, D_{11} musí být dimenzovány na stejný proud jako diody usměrňovače. Při omezení typu „fold back" nezapojíme diodu D_{11}. Potenciometr R_{11} a R_{13} je tandemový. Odpor R_{14} určuje zkratový proud. Voltmetr zapojíme přímo na výstupní svorky. Ampérmetr můžeme dát do série s kolektorem T_6 a nebo ho zapojit jako voltmetr paralelně k R_{15}.

Funkschau č. 15/77

Fototranzistor jako zdroj konstantního proudu

V obvodech, v nichž se k regulaci využívá fotoodporu, fotodiody, nebo fototranzistoru, může nastat stav, kdy tyto prvky pracují mimo požadované pracovní podmínky (např. při denním světle). Ideálním řešením v takovémto případě je použít zdroj konstantního proudu, který se automaticky nastavuje na střední hodnotu osvětlení a současně má co největší výstupní napětí.

Světlocitlivý prvek je připojen mezi body *A* a *B*. Proud tekoucí zdrojem konstantního proudu T_1 je nastaven tak, aby úbytek napětí mezi body *A* a *B* byl 5 V. Zdroj proudu nereaguje na rychlé změny osvětlení ($f = 2$ Hz). Všechny pomalejší změny způsobují posuv výstupního napětí operačního zesilovače a tím zvětšení nebo zmenšení proudu tranzistorem T_1, takže úbytek napětí na světlocitlivém prvku zůstává konstantní. V zapojení jsou použity dva články *RC*(C_3R_5 a C_2R_4), kterými lze nastavit vliv změny osvětlení.



Obr. 3. Fototranzistor jako zdroj konstantního proudu

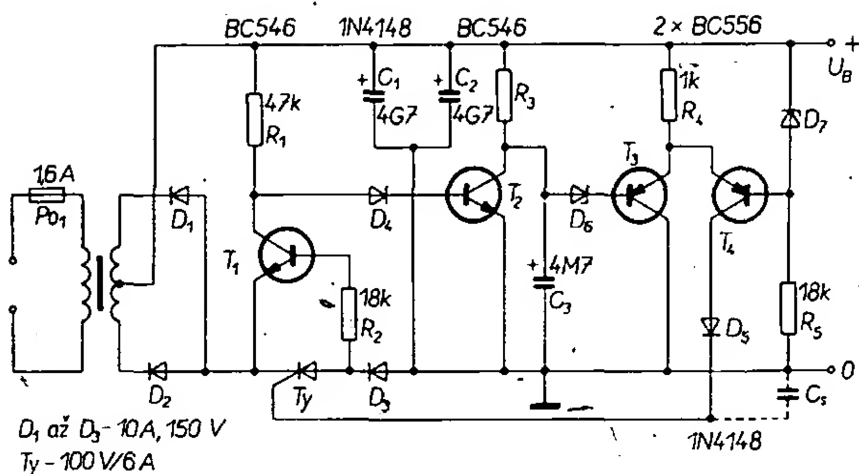
Impedance světlocitlivého prvku se v zapojení na obr. 3 pohybuje mezi 300 Ω až nekonečným odporem. Celkový odebíraný proud je závislý na proudu tranzistorem T_1. IO_1 potřebuje ze zdroje proud 1 až 2 mA, Zenerovou diodou teče proud 20 mA. S daným zapojením lze realizovat např. otáčkoměr, který reaguje na změny osvětlení.

Elektor. č. 79-80/77

Tyristorový zdroj pro koncové nf zesilovače

Je-li nf koncový stupeň napájen ze stabilizovaného zdroje, může odevzdat podstatně větší hudební výkon, než když je napájen z nestabilizovaného zdroje. Použití stabilizátoru se sériovým tranzistorem není výhodné, protože vznikají problémy s rozptýlením tepla vzniklého ztrátovým výkonem. Tento nedostatek lze odstranit použitím tyristoru (obr. 4). Tyristor pracuje ve spínacím režimu, tzn. střídavě vede nebo nevede. Proto je i celkový jeho ztrátový výkon malý.

Diody D_1 a D_2 usměrňují sekundární napětí. Za nimi je impulsní střídavé napětí 100 Hz (obr. 5). Je-li toto napětí poněkud větší než napětí na C_1, C_2 (t_1), otevře se tranzistor T_1. Tranzistor T_2 se uzavře a přes R_3 se nabije kondenzátor C_3. Dosáhne-li



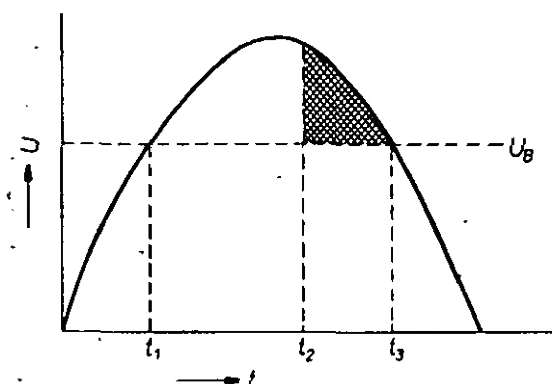
U_B	45 V	60 V	libovolné
R3	27 kΩ	33 kΩ	asi 1/2 U_B [kΩ]
D6	Z18	Z27	asi 1/2 U_B [V]
D7	Z27	Z33	$U_B - U_{D6}$ [V]

Obr. 4. Napájecí zdroj pro výkonový zesilovač

napětí na kondenzátoru C_3 určené velikosti, případně bude-li napětí na bázi T_3 větší než na bázi T_4, tranzistor T_3 se uzavře a povede T_4 (t_2). Pak se otevře tyristor a kondenzátory C_1, C_2 se nabíjí. V době t_3 se T_1 uzavře, T_2 povede. Napětí na C_3 se zmenší na nulu, T_3 povede a T_4 s tyristorem se uzavřou.

Kondenzátory C_1, C_2 se nabíjí za dobu t_2–t_3. Účinnost stabilizátoru můžeme zvětšit posuvem bodu t_2 (otevření tyristoru). Zmenší-li se v době do příští půlvlny při velkém proudu do zátěže napětí, překlopí se T_3, T_4 již při menším napětí na C_3, takže tyristor povede dříve.

V extrémním případě vede tyristor v době od t_1 do t_3, případně „překmitne" při malém proudu zátěži přes několik půlvln. Nespíná-li



Obr. 5. Spínací charakteristika zdroje z obr. 4

tyristor správně, což může být způsobeno malou „proudovou citlivostí" řídicí elektrody, můžeme si pomoci kondenzátorem C_8, který musí mít co nejmenší kapacitu (jednotek nF). Pro efektivní napětí 45 V jsou odpor R_3 a diody D_6, D_7 uvedeny v tabulce na obr. 4. V tabulce jsou i vztahy k určení R_3, D_6, D_7 pro jiná napětí transformátoru. Celková kapacita kondenzátorů C_1, C_2 musí být alespoň 10 000 μF.

Elektor č. 79–80/77

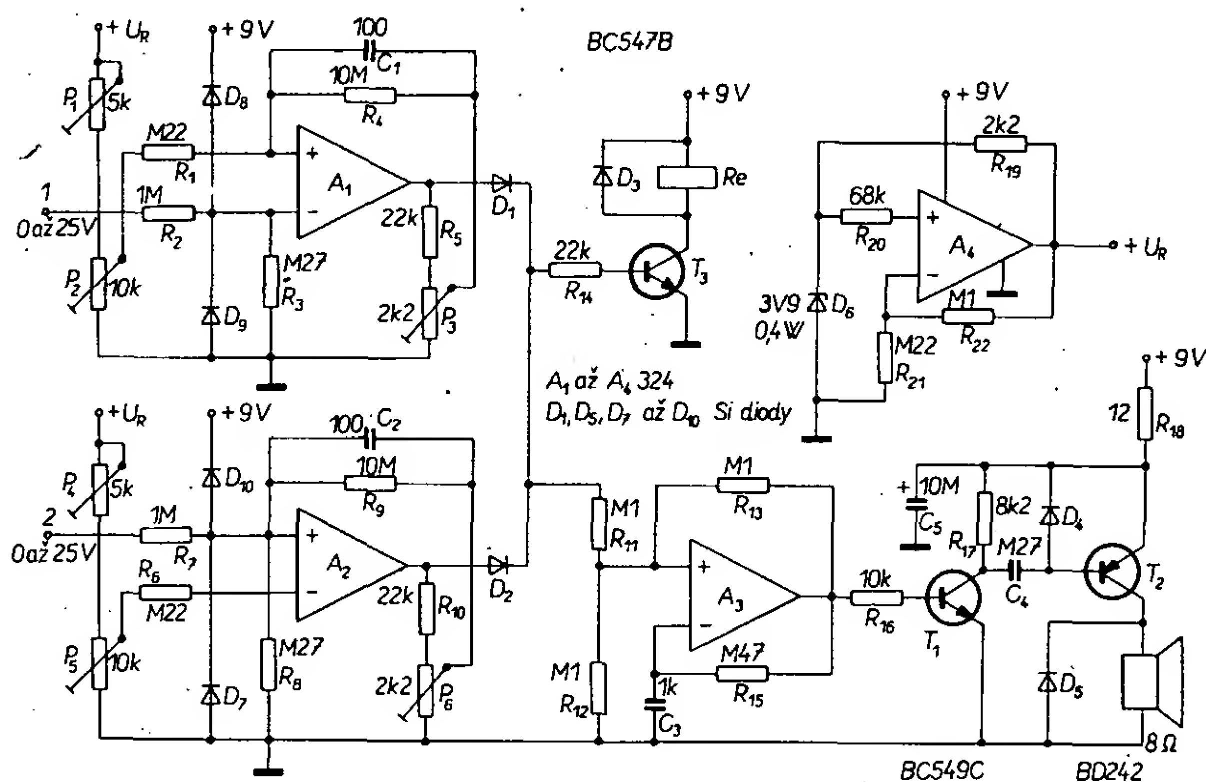
Obvod k hlídání úrovně vstupního napětí

Obvod na obr. 6 má za úkol akusticky upozornit uživatele, že bylo překročeno nastavené vstupní napětí. Pomocí relé může být odpojena nebo připojena zátěž. Tohoto obvodu můžeme s výhodou využít při nabíjení akumulátorů, jako termostatu (s termistorem), jako světelného relé (s fotoodporem) apod.

Obvod můžeme napájet z baterie 9 V, neboť klidový proud je 3 až 4 mA. Při zapnutí sirény se proud zvětší na 33 mA. Oba vstupy reagují na různé změny napětí: bude-li napětí na vstupu *1* menší než napětí nastavené potenciometrem P_2, pak zakmitne zesilovač A_3; do reproduktoru se přenese přes koncový stupeň T_1, T_2 krátký impuls. Výšku tónu (asi 1,5 kHz) můžeme měnit odporem R_{15}.

Tento předpoklad platí pouze tehdy, není-li vstupní napětí rušené (např. brumem). Je-li běžec P_3 (případně P_6) u zemního konce dráhy, má obvod *minimální hysterezi*. Abychom vyloučili vliv stárnutí baterie, je napětí U_R stabilizováno operačním zesilovačem, na jehož výstupu je napětí 6 V.

Elektor č. 79–80/77



Obr. 6. Obvod akustické kontroly přepětí

Napájecí zdroj pro minipočítač

Současným trendem u napájecích zdrojů používaných zejména v minipočítačích jsou spínané napájecí zdroje. Spínaný zdroj se sinusovým výstupem má oproti zdrojům s pravoúhlým výstupním napětím tu přednost, že způsobuje menší rušení, neboť nevznikají překmity při spínání. Na obr. 7 je zapojení zdroje, který má čtyři výstupní napětí galvanicky od sebe oddělená, takže mohou být použita jako kladná i jako záporná. Zdroj je určen pro minipočítač, jeho hlavní předností je malá váha a velká účinnost.

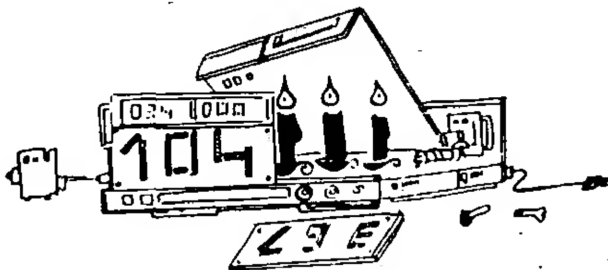
Po zapnutí síťového spínače se nabije kondenzátor C_5 a současně se nabíjí kondenzátor C_6 přes odpor R_6. Dosáhne-li napětí na diaku D_1 32 V ±4 V, diak se otevře a přes odpor R_8 je do báze T_1 přiveden krátký proudový impuls. Současně primárním vinutím L_1 transformátoru Tr_1 proteče impuls kolektorového proudu tranzistoru T_1. Napětí z vinutí L_1 transformátoru Tr_1 se indukuje do vinutí L_2 a L_3. Vinutí L_1 spolu s kondenzátorem C_7 tvoří kmitavý obvod. Není-li síťové napětí větší než 30 V, je opakovací kmitočet asi 400 Hz a napětí na kondenzátoru C_{13} je 1,2 V. Střídavé napětí z vinutí L_2 je přes odporový dělič R_{18}, R_{19} a C_{10} přivedeno do báze regulačního tranzistoru T_4. Kladnou půlvlnou se tranzistor ještě více otevře a tranzistor T_2 se uzavře. Vinutí transformátoru Tr_2 je pólováno tak, aby byly tranzistory T_1 a T_2 střídavě otevírány.

Je-li *síťové napětí jen o něco málo větší* než 30 V, začne zdroj kmitat sinusově na kmitočtu 21 kHz. Tento způsob „náběhu" zdroje je velmi výhodný v době, kdy tranzistor T_1 není ještě ohřát. Generátor je čtyřstupňový (T_1, T_2, T_3 a T_4). Po nasazení sinusových kmitů je rozběh generátoru s diakem D_1 přes diodu D_2 a tranzistor T_1 plynulý.

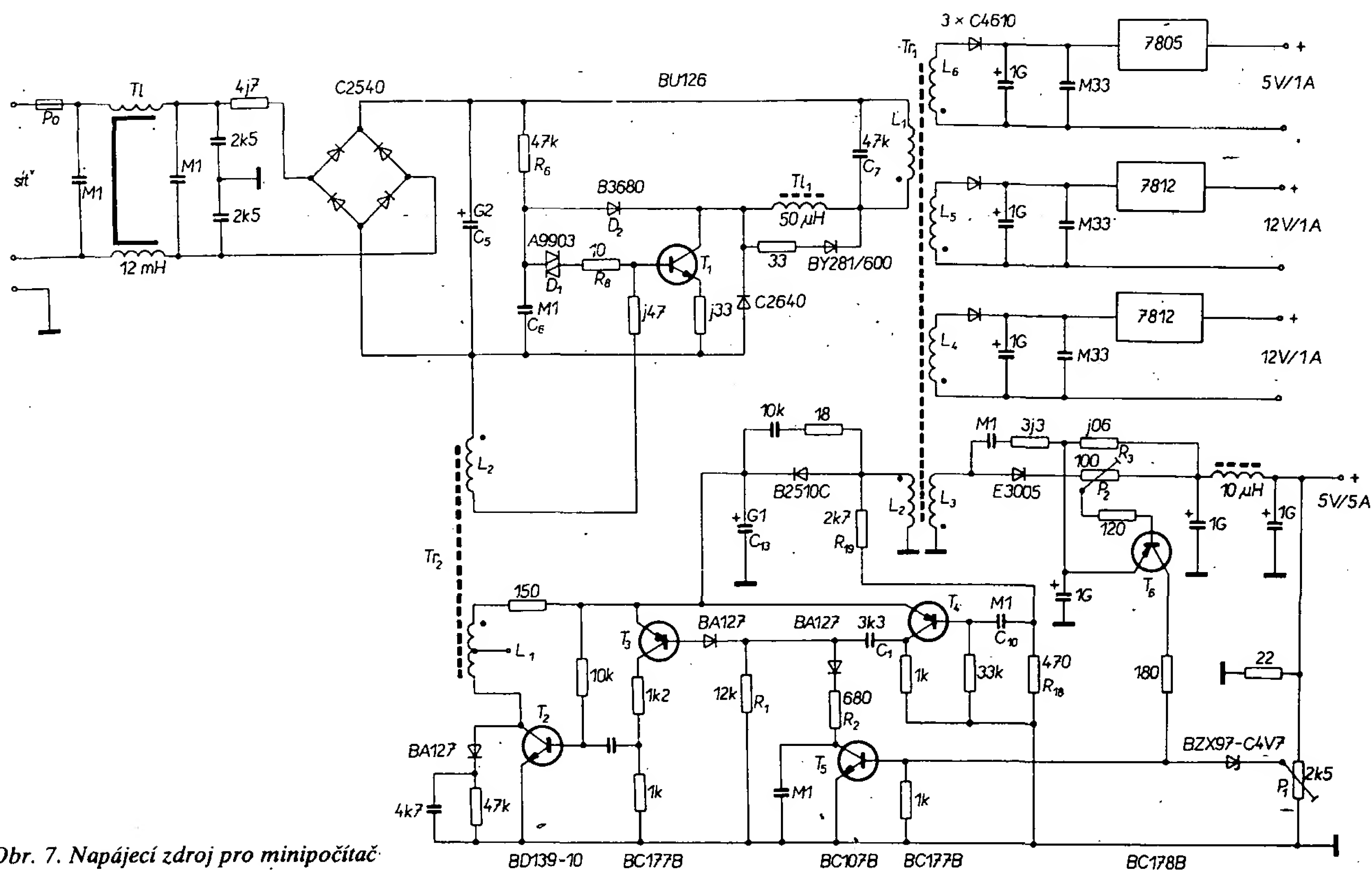
Stejnosměrného napětí na kondenzátoru C_{13} je využito jako regulačního napětí, takže výstupní napětí se mění o ±3 až 5 %, mění-li se síťové napětí o +10 % a −20 %. Napětí na kolektoru T_4 je jako napětí trojúhelnikovitého průběhu přivedeno na bázi T_3. Je-li toto napětí kladné, vedou tranzistory T_1 a T_4, napětí na bázi T_2 je záporné a T_2 je uzavřen. Potenciometr P_1 nastavíme tak, aby při proudu 5 A bylo výstupní napětí +5 V. Zvětší-li se výstupní napětí nad 5 V, otevře se tranzistor T_5, který k odporu R_1 připojí kolektorový odpor R_2 tranzistoru T_5. Tím se ještě více zintegrují impulsy na kolektoru T_4, tzn. že impulsy na bázi T_3 budou kratší a po inverzi tranzistorem T_3 (tranzistor T_2) se zkrátí doba otevření tranzistoru T_1.

Účinnost zdroje při jmenovitém zatížení je lepší než 85 %. Šířka základních impulsů je asi 15 μS. Vzhledem k tomu, že napětí na C_{13} a výstupní napětí nejsou úměrná, musí se pro tranzistor T_5 nastavit silná zpětná vazba.

Do série s výstupem je zapojen odpor R_3 (60 až 100 mΩ). Zvětší-li se proud nad 5 A, tranzistor T_6 se otevře a uvede do činnosti tranzistor T_5. Funkce je stejná, jako když se výstupní napětí zvětší nad 5 V. Bod otevření tranzistoru T_6 regulujeme potenciometrem P_2. Ostatní napětí získaná z vinutí L_4, L_5, L_6 jsou po usměrnění a vyfiltrování stabilizována stabilizátory série 78.



Tranzistory BU126 bude možno nahradit ekvivalentem BUY70, který připravuje



Obr. 7. Napájecí zdroj pro minipočítač

TESLA Rožnov, BD139-10 KU612, BC177, BC178 jsou dováženy z PLR a BC107 lze nahradit tranzistorem KC507. Diody C4610, B2510C a C2640 je možno nahradit KY198; E3005 KY193; B3680 KY132/1250; A9903 KR206.

Transformátor Tr_1 je navinut na jádře E42 × 20 × 21 (hmota H20) se vzduchovou mezerou 1 mm (na středním sloupku) nebo 0,5 mm (na všech sloupcích). Kostra je rozdělena na dvě komůrky:

1 – L_1 = 52 z lanka o Ø 40 × 0,1 mm CuL,
L_2 = 5 z drátu o Ø 0,5 mm;
2 – L_3 = 2,5 z lanka 2 × 100 × 0,1 mm CuL,
L_4 = 5,5 z drátu o Ø 60 × 0,1 mm,
L_5 = 5,5 z drátu o Ø 60 × 0,1 mm,
L_6 = 3 z drátu o Ø 60 × 0,1 mm.

Transformátor Tr_2 je na jádře E25 × 7,5 × 17 (H20). Primární vinutí má 130 z drátu o Ø 0,2 mm CuL, dvě vrstvy makrolonové izolace 0,06 mm, sekundární vinutí má 30 závitů drátu 2 × 0,4 mm CuL, dvě vrstvy izolace, 130 z drátu o Ø 0,2 mm CuL (druhá polovina primáru), pět vrstev izolace.

Tlumivka Tl_1 je na jádře E20 (A_L = 100 nH) a má 20 závitů drátu o Ø 60 × 0,1 mm CuL.

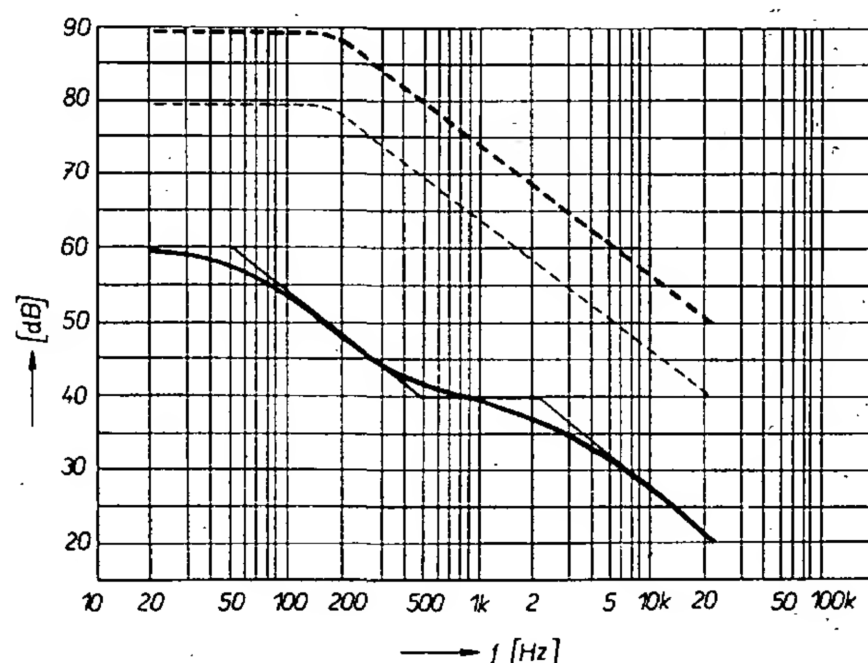
Siemens Schaltbeispiele 1977/78

Nízkofrekvenční technika

Předzesilovač pro magnetickou přenosku

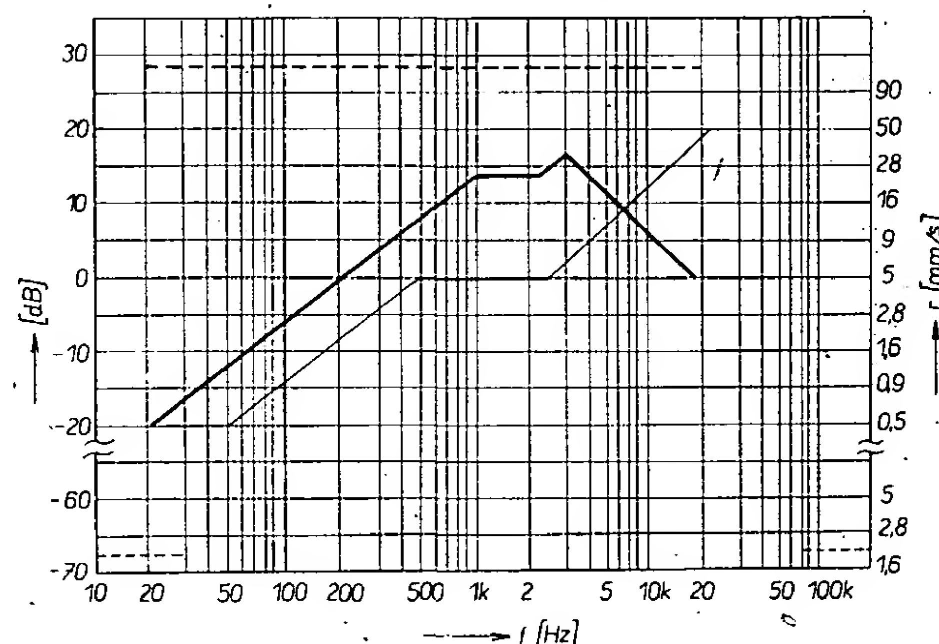
Je všeobecně známo, že gramofonové desky jsou nahrávány podle křivky R. I. A. A. Proto předzesilovač zapojený na výstup magnetické přenosky musí být korigován opačně než při nahrávání, aby bylo dosaženo lineárního průběhu kmitočtové charakteristiky. Rychlost *r* rycího hrotu podle normy při 1 kHz a 0 dB je 22 mm/s. Citlivost magnetické přenosky se pohybuje mezi 0,5 až $2{,}5\ \frac{\mathrm{mV \cdot s}}{\mathrm{cm}}$, takže úrovně 0 dB při přehrávání je dosaženo při 1 až 5 mV. Aby i s méně citlivou přenoskou bylo výstupní napětí předzesilovače při 0 dB 100 mV, musí mít předzesilovač zesílení 100, tj. zisk 40 dB. Kmitočtový průběh zesílení musí ovšem odpovídat charakteristice R. I. A. A. podle obr. 8. Z této charakteristiky vyplývá, že zisk na kmitočtu 20 Hz musí být 60 dB, tj. zesílení 1000.

Je-li minimální zpětnovazební činitel 20 dB, pak požadované maximální zesílení bez zpětné vazby musí mít průběh podle čárkované křivky obr. 8. Tedy pro nejnižší kmitočty musí být zisk bez smyčky zpětné vazby 80 dB (zesílení 10 000); toto zesílení lze v dvoutranzistorovém korekčním zesilovači realizovat jen s obtížemi.



Obr. 8. Křivka R.I.A.A. a požadované zesílení

- - - minimální nutné zesílení bez zpětné vazby.
—— křivka R.I.A.A.
– – – zesílení µA739 bez zpětné vazby
▬▬ požadované zesílení podle křivky R.I.A.A.



Obr. 9. Křivka R.I.A.A. a výstupní napětí z magnetické přenosky s citlivostí 2,5 mV.s/cm

—— křivka R.I.A.A., 0 dB odpovídá 22 mm/s při 1 kHz
- - - širokopásmový šum předzesilovače
▬▬ max. výstupní napětí mg. přenosky s citlivostí 2,6 mV.s/cm
– – – max. vstupní napětí předzesilovače (µA739 asi 80 mV)

Integrovaný obvod má při patřičné kmitočtové kompenzaci průběh zesílení podle tlusté čárkované křivky na obr. 8, takže v celém kmitočtovém pásmu je rezerva v zesílení 10 dB, která dovolí kompenzovat rozptyl parametrů i IO.

Jak již bylo řečeno, současné magnetické přenosky mají výstupní napětí při 1 kHz (0 dB) asi 5 mV. U současných gramofonových desek bývá však výstupní napětí podstatně větší. S ohledem na různá zkreslení dostaneme proto průběh zesílení podle obr. 9 (silně vytažená křivka). Citlivá magnetická přenoska má maximální výstupní napětí asi 30 mV v kmitočtovém pásmu 1 až 5 kHz. Předzesilovač musí tuto úroveň zpracovat a musí mít ještě rezervu. Je-li zesilovač správně navržen, nevzniknou žádné problémy při provozu s jakoukoli přenoskou a jakoukoli deskou.

Maximální vstupní napětí IO SN76131 je asi 80 mV (tlustá čárkovaná přímka v obr. 9). V témže obrázku je i efektivní šumové napětí (tenká čárkovaná přímka), které je 2 µV, což odpovídá odstupu −68 dB. Při méně citlivé magnetické přenosce se tento odstup zmenšuje na 54 dB vzhledem k úrovni 0 dB. Uvedené poměry signál–šum jsou podstatně lepší, než jaké mají současné gramofonové desky, takže daný IO splňuje z tohoto hlediska požadované parametry.

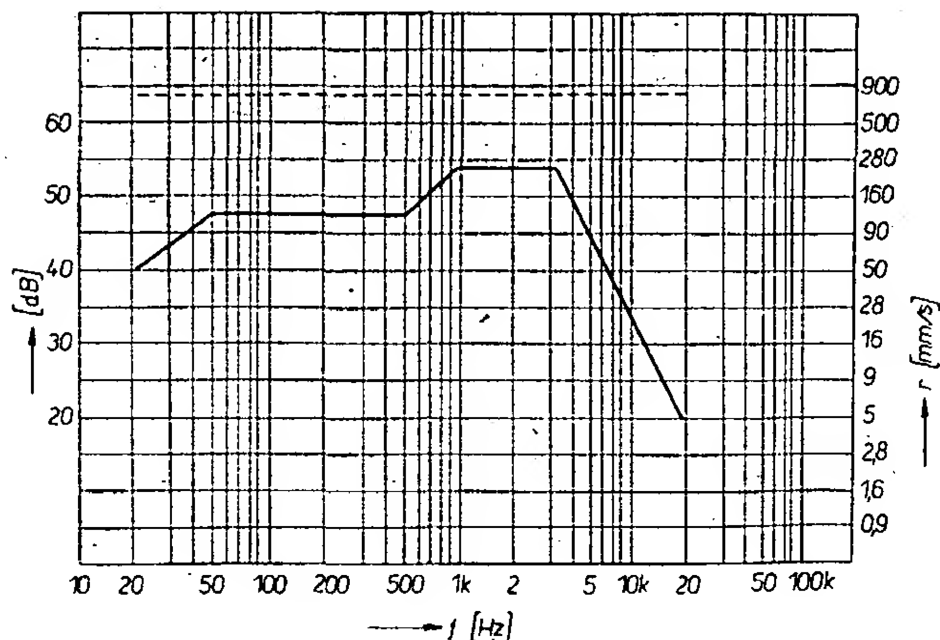
Z obr. 9 vyplývá také potřebný odstup brumového napětí, který hraje podstatnou roli vzhledem ke křivce R.I.A.A. Abychom dosáhli odstupu brumu 60 dB pro středně citlivou magnetickou přenosku, smí být brumové napětí na vstupu maximálně 1 µV. I při dobře stíněných přívodech a stíněném zesilovači musí být napájecí napětí velmi dobře filtrováno.

V katalogových údajích SN76131 je uvedena citlivost na brumové napětí 50 µV/V, tj. poměr napětí brumu na vstupu v µV k napětí brumu napájecího napětí ve V. Vzhledem k dovolenému brumu 1 µV na vstupu smí být brumové napětí napájecího zdroje 20 mV. Toho lze lehce dosáhnout při použití stabilizovaného zdroje, těžko však při použití usměrňovače s filtrem *RC*.

I když nebude zesilovač přebuzen na vstupu, není ještě nikde zaručeno, že výstupní napětí nebude zkresleno nebo dokonce i omezeno. Při citlivější magnetické přenosce a větších vstupních napětích mohou být na vstupu korekčního zesilovače relativně velká výstupní napětí. Zobrazíme-li si závislost charakteristiky zesilovače (tlustě vytažená křivka v obr. 8) a maximálního výstupního napětí z magnetické přenosky (tlustě vytažená křivka na obr. 9), dostaneme křivku na obr. 10, z níž je zřejmé, že výstupní napětí může být až 2,5 V. Mez přebuzení je závislá na napájecím napětí a zatěžovacím odporu, při 30 V a 10 kΩ bude maximální výstupní napětí 7 V (čárkovaná přímka na obr. 10), takže dříve uvedená podmínka přebuditelnosti z hlediska výstupu je splněna dostatečně. Při menším napájecím napětí je nutné splnit podmínku, aby výstupní napětí bylo bez znatelného zkreslení 3 V; to je splněno při napájecím napětí 18 V a 5 kΩ; při 14 V a 10 kΩ nebo při 12 V a 50 kΩ.

Kromě SN76131 je možné použít i µA739 (bude vyráběn v MLR) a LM1330, který však uvedený odstup šumu, zesílení a přebuditelnost nezaručuje. Rozmístění vývodů SN76131 a µA739 je na obr. 11. Zapojení korekčního zesilovače magnetické přenosky pro oba kanály je na obr. 12. Základní kmitočtový průběh zesílení bez zpětné vazby podle obr. 8 je nastaven členy C_4, C_5, R_3 a C_{11}, C_{12}, R_{11}. Korekce podle křivky R.I.A.A. jsou nastaveny členy R_1, R_2, R_4, C_1,

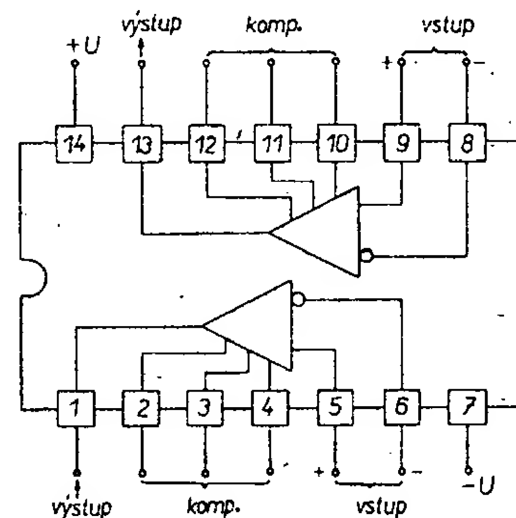
Obr. 10. Maximální výstupní napětí z magnetické přenosky a z IO µA739



C_2 a R_{12}, R_{13}, R_{14}, C_{15}, C_{13}. Odpory R_5 a R_{10} se nastavuje „pracovní bod“. Tolerance součástek by měla být 5 %, aby odchylka od křivky R.I.A.A. byla 1 dB. Kapacita vstupního kondenzátoru by neměla být větší, aby nevznikaly nežádoucí zvukové efekty (např. při sepnutí) nebo nestability. Při kapacitě 0,47 µF je pokles na kmitočtu 20 Hz asi 1 dB.

Vlastnosti zesilovače s obvodem SN76131 jsou v tabulce.

Napěťové zesílení při 1 kHz:	40 dB.
Odchylka od křivky R.I.A.A.:	1 dB.
Maximální vstupní napětí:	80 mV.
Maximální výstupní napětí:	7 V.
Vstupní šumové napětí:	2 µV.
Poměr signál-šum:	55 dB.
Oddělení kanálů při 1 kHz:	80 dB.
Činitel zkreslení:	0,1 %.



Obr. 11. Rozložení vývodů a vnitřní schéma IO µA739

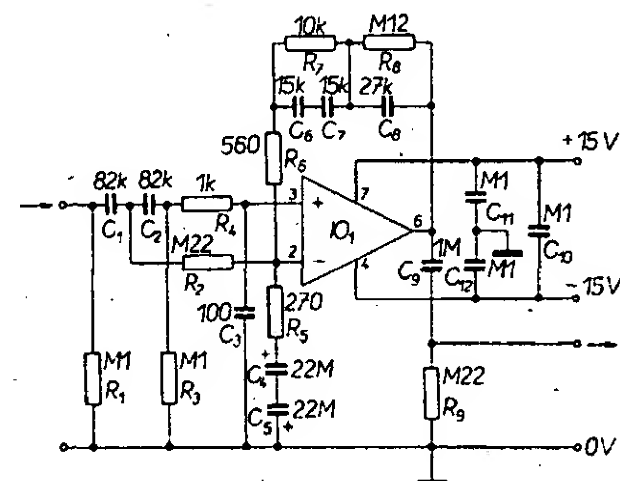
Pro ty, kteří mají na korekční zesilovač extrémní požadavky, je určen TDA1034, který byl vyvinut speciálně pro nf techniku. Tento obvod má velmi malé šumové napětí, zesílení bez zpětné vazby 100 dB a „šířku pásma“ 100 MHz. Vnitřní kompenzace funguje při zesílení větším než 3. Velikost výstupního napětí může být nastavena napájecím napětím.

Zapojení korekčního zesilovače s tímto IO je na obr. 13. Křivka R.I.A.A. je nastavena obvodem R_7, R_8, C_6, C_7, C_8. Maximální odchylka od této křivky je 1 dB. Při zapojeném odporu R_6 je kmitočtová charakteristika do 40 kHz lineární, čímž se zlepší i intermodulační zkreslení. Obvod R_2, R_3, C_1 a C_2 tvoří filtr hluku, který má od kmitočtu 25 Hz strmost 25 dB/oktávu. Tímto obvodem se potlačí nežádoucí pazvuky, které vznikají při záznamu a hluk gramofonu.

Zesilovač s TDA1034 má o 6 dB a TDA1034N o 10 dB lepší poměr signál–šum než korekční zesilovač s IO µA739.

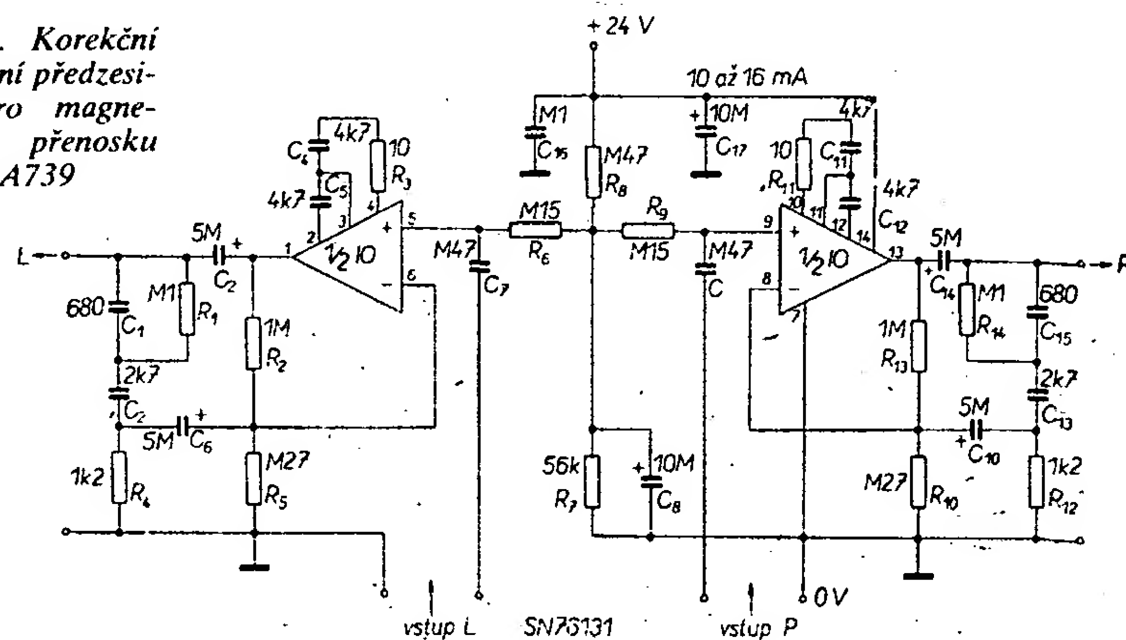
Zesílení na 1 kHz je asi 50 (zisk 34 dB) a vstupní citlivost pro výstupní napětí 1 V je 2 mV. Když uvažujeme jmenovité výstupní napětí 100 mV, pak přebuditelnost je 40 dB.

Na obr. 14 je zapojení korekčního zesilovače, který je možno zhotovit i s čs. obvodem MAA741. Napětí z magnetické přenosky je přivedeno přes dolní propust, která má zabránit proniknutí vf rušení na neinvertující



Obr. 13. Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s TDA1034

Obr. 12. Korekční stereofonní předzesilovač pro magnetickou přenosku s µA739



Obr. 14. Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s μA471 (MAA741)

vstup IO. Odpor 47 kΩ určuje požadovanou (podle normy) vstupní impedanci. Invertující vstup je spojen s výstupem přes kmitočtově závislý obvod *RC*. Stupeň korekce na vyšších kmitočtech je možné nastavit odporovým trimrem R. Kondenzátor 10 μF zlepšuje odstup hluku na kmitočtech pod 40 Hz.

Technické údaje zesilovače

Kmitočtová charakteristika: 40 až 15 000 Hz, ±0,5 dB při 30 Hz – 30 dB.
Vstupní napětí: 300 μV.
Rušivé napětí (mezivrcholové) na výstupu: 290 μV.
Zkreslení při jmenovité úrovni: k = 0,05 % (f = 40 až 10 000 Hz).
Přebuditelnost: 20 dB (pro k = 1 %).
Napájecí napětí: ±15 V.

Elektor č. 48, 79/80, Funkschau č. 8/75

Zesilovač s velkým vstupním odporem

S integrovaným obvodem μA739 můžeme poměrně jednoduše realizovat zesilovač s velkým vstupním odporem podle obr. 15. Zesílení je závislé na poměru odporů R_5, R_6. Použijeme-li jako R_6 proměnný odpor, můžeme plynule měnit zisk. I když na neinvertující vstup není zapojena zpětná vazba, zvětšuje se vstupní odpor se zesílením (podle poměru zesílení bez zpětné vazby a se zpětnou vazbou). Při nezapojené zpětné vazbě, kde je zesílení asi 18 000 (zisk 65 dB), se vstupní odpor IO (150 kΩ) podstatně zvětší a vstupní impedance zesilovače je závislá na odporu R_2. Vzhledem k tomu, že odpor R_2 je zapojen i ve stejnosměrném obvodu, může být maximálně 10 MΩ. Zapojíme-li místo odporu R_1 proměnný odpor, můžeme na výstupu nastavit ss napětí rovné $U_B/2$. Při zatěžovacím odporu R_z = 10 kΩ je výstupní mezivrcholové napětí asi $2/\sqrt{2}\ U_B$ (např. 16 V při U_B = 24 V).

Elektor č. 57

Obr. 15. Zesilovač s velkým vstupním odporem

Kompresor dynamiky a předzesilovač

Integrovaný obvod TDA1054 je sestaven ze čtyř funkčních celků (obr. 16): dvoustupňového předzesilovače se ziskem 34 dB, stejnosměrně vázaného operačního zesilovače se ziskem 52 dB, zesilovače pro regulaci úrovně (ALC) a z filtru brumu, který potlačuje brum napájecího napětí. IO může pracovat v rozsahu napájecích napětí 4 až 20 V. Při napájecím napětí 9 V je klidový proud 6 mA.

Mezi vstupní tranzistor T_1 (F = 0,5 dB) a tranzistor T_2 je možno zapojit obvod zpětné vazby (vývody *4, 5, 6, 7*). Operační zesilovač, používaný též jako korekční zesilovač pro magnetickou přenosku, má na vstupu diferenční zesilovač s tranzistory T_4, T_5, do jejichž emitorů je zapojen výstup zdroje konstantního proudu T_6. Napětí na bázi T_4 a T_5 je přivedeno přes diody D_3 a D_4. Na vývod *11* je přivedeno střídavé napětí určené k zesílení, kdežto mezi vývody *10* a *13* se zapojuje korekční obvod, který se používá při magnetické přenosce nebo při záznamu a přehrávání u kazetových magnetofonů. Výstup diferenciálního zesilovače je připojen na zesilovač s tranzistory T_7, T_8. Tranzistor T_9 pracuje jako emitorový sledovač.

Zesilovač ALC je zapojen jen při požadavku konstantního výstupního napětí. Výstupní napětí z vývodu *13* je přes obvod R_{14}, C_7 (viz obr. 17) přivedeno na vstup zesilovače ALC a usměrněno diodou D_7, (obr. 16). Usměrněné napětí řídí Darlingtonovův emitorový sledovač T_{11}, T_{12}. Darlingtonův emitorový sledovač je zapojen tak, aby časová konstanta obvodu R_{16}, C_8 (obr. 17) regulace ALC, připojená na vývod *16*, byla co největší (R_{16} = 8,2 MΩ, C_8 = 47 μF, τ = 3 min.). Do emitoru T_{12} je zapojena diodová kombinace T_{13}, T_{14} s kvadratickou charakteristikou. Odpor diodové kombinace je závislý na protékajícím proudu a tedy i na napětí usměrněném diodou D_7. Její odpor se mění od 100 kΩ do 10 Ω. Kondenzátory C_3, C_4 oddělují předzesilovač a operační zesilovač od zesilovače ALC. Doba, od níž začne zesilovač ALC pracovat, je určena časovou

Obr. 17. Mikrofonní předzesilovač s kompresorem dynamiky

Obr. 16. Vnitřní schéma TDA1054

konstantou R_{14}, C_7 a doba regulace časovou konstantou R_{16}, C_8.

Na filtr brumu (vývod *14*) přiváděné napájecího napětí je dále vyfiltrováno a využito např. k napájení předzesilovače. Kondenzátor připojený na vývod *8* je nabíjen přes diody D_1 a D_2 a odpor R_{18} (120 Ω) (obr. 16). Napětí na vývodu *2* je rovno až na úbytek na přechodu emitor–báze tranzistoru T_3, napájecímu napětí. Kondenzátor připojený na vývod *8* (obr. 17) se vybíjí přes odpor R_{17} (7,5 Ω) (obr. 16). Toto zapojení oproti stabilizátoru má tu výhodu, že potlačí krátké a periodické rušení (brum 50 Hz nebo 100 Hz) při konstantní výkonové ztrátě, kdežto dlouhodobé změny nezpracovává.

Zapojení na obr. 17 je zapojením mikrofonního předzesilovače s kompresorem dynamiky, určeného pro radiostanice. Obvod R_1, C_1 a keramický kondenzátor C_9 potlačují vf složku při použití tohoto zesilovače jako modulátoru. Odpor R_1 lze nahradit vf tlumivkou. Předzesilovač T_1, T_2 zesiluje vstupní signál o 34 dB. Obě zpětné vazby mezi vývody *6–4* a *7–5* linearizují kmitočtovou charakteristiku. Korekční zesilovač zesiluje dále signál asi o 54 dB. Zpětná vazba kondenzátorem C_5 z emitoru tranzistoru T_9 do báze T_7 určuje průběh kmitočtové charakteristiky na vyšších kmitočtech. Druhá zpětná vazba odporem R_{13} mezi vývody *13–10* a do série s odporem R_{12} zapojený kondenzátor C_6 určují průběh kmitočtové charakteristiky v pásmu od středních k nízkým kmitočtům.

Napětí pro zesilovač ALC je odebíráno z výstupu (vývod *13*). Výstup pracuje jako proměnný odpor na vstupu vf zesilovače. Kondenzátory C_3, C_4 oddělují galvanicky předzesilovač, operační a regulační zesilovač. Obvodem R_{14}, C_7 je určena doba nasazení regulace. V našem případě je to několik ms. Doba vybití po skončení regulace je určena obvodem R_{16}, C_8, takže při krátkém přerušení řeči nepřestane zesilovač regulovat a rušivé šumy okolí se nepřenesou.

Při součástkách podle obr. 17 má kmitočtová charakteristika průběh podle křivky *I* (obr. 18). Tím je dosaženo srozumitelnosti, zejména při úzkopásmové modulaci.

Pro mikrofonní předzesilovač, určený pro kvalitní záznam hudby a řeči, je požadován lineární kmitočtový průběh. Proto musíme změnit kondenzátory C_5 na 60 pF a C_6 na 22 µF. Kmitočtová charakteristika má potom průběh podle křivky *II* na obr. 18.

Chceme-li použít zesilovač převážně pro záznam hudby, musíme prodloužit dobu regulace zvětšením odporu R_{16}, aby byla zachována dynamika hudby. Je-li odpor R_{16} = 8,2 MΩ, pak se doba regulace prodlouží na 3 min. Při zvětšení C_6 na 100 µF je pokles kmitočtové charakteristiky na 50 Hz jen o 0,75 dB (křivka *III*, obr. 18).

I - C_6 15 µF, C_5 270 pF
II - C_6 22 µF, C_5 60 pF
III - C_6 100 µF, C_5 60 pF, R_{16} 8,2 MΩ

Obr. 18. Kmitočtová charakteristika obvodu z obr. 17

Obr. 19. Předzesilovač hi-fi s TDA1054

Obvod regulace „nasadí" při vstupním napětí 0,1 mV. Na výstupu je konstantní efektivní napětí 9 V, které se při zvětšování vstupního napětí pomalu zvětšuje a při U_{vst} = 22 mV je $U_{výst}$ = 1,18 V. Při vstupních napětích větších než 25 mV bude signál zkreslen. Rozsah regulace v daném zapojení je tedy asi 50 dB.

Velmi zajímavý je TDA1054 v zesilovači. Vstup zesilovače je přepínatelný z tuneru na magnetickou nebo keramickou přenosku. Přepínači $Př_1$, $Př_2$ se současně mění korekční obvody pro kmitočtovou korekci. Rozumí se samo sebou, že můžeme připojit i další zdroje signálu, jako je např. mikrofon, magnetofon. V zapojení podle obr. 19 se vstupní signál přivádí na operační zesilovač. Zpětná vazba mezi výstupem a vstupem (vývody *13, 10*) koriguje potřebné kmitočtovou charakteristiku. Na výstup je přes kondenzátor 25 µF připojen zpětnovazební korektor výšek a hloubek, jehož útlum je kompenzován zesilovačem s tranzistory T_1, T_2 (obr. 16). Na výstupu je připojen regulátor vyvážení a obvyklý regulátor hlasitosti. Zesilovač z obr. 19 může být připojen ke koncovému zesilovači např. s MDA2020, takže pro celý stereofonní zesilovač potřebujeme jen čtyři integrované obvody.

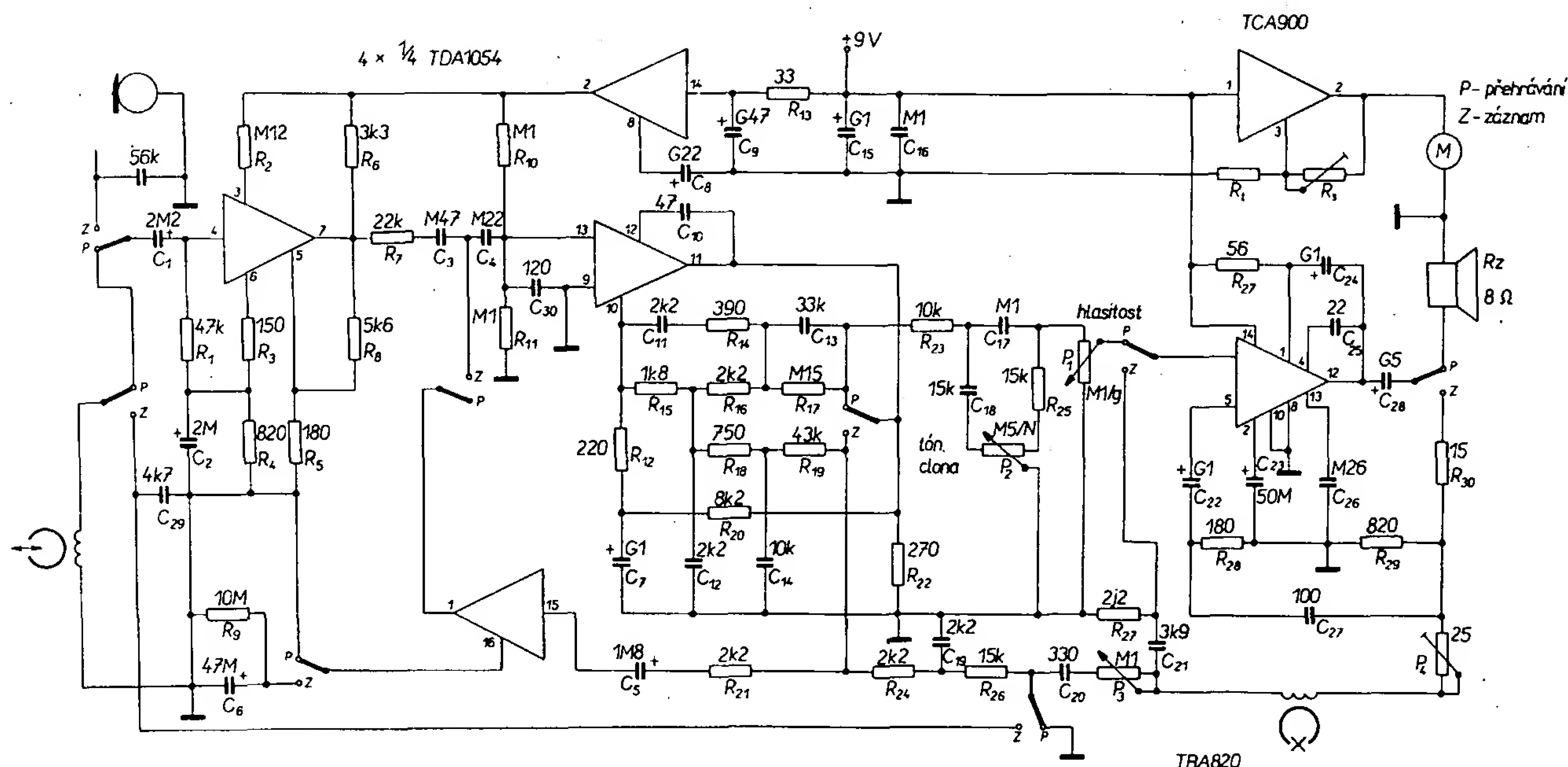
Vstupní citlivost předzesilovače hi-fi pro $U_{výst}$ = 300 mV je v poloze keramická přenoska 100 mV, v poloze magnetická přenoska 2,5 mV při 1 kHz a odstup rušivých napětí 66 dB. Omezení nastane při výstupním efektivním napětí 2,5 V. Kmitočtová charakteristika a rozsah regulace výšek a hloubek jsou na obr. 20 a činitel zkreslení pro $U_{výst}$ = 300 mV na obr. 21.

Obr. 20. Kmitočtová charakteristika obvodu z obr. 19

Obr. 21. Činitel zkreslení obvodu z obr. 19.

Hlavní aplikací IO TDA1054 je jeho použití jako záznamového a přehrávacího zesilovače v kazetových magnetofonech a diktafonech. Zapojení zesilovače kazetového magnetofonu je na obr. 22. Předzesilovač s tranzistory T_1, T_2 zesiluje při nahrávání signály ze zdrojů signálů (mikrofon, rádio) a při přehrávání signál z kombinované hlavy. Zde je zapojena první kmitočtově závislá zpětná vazba (R_1, R_3, R_8 a C_2). Následující korekční zesilovač (operační zesilovač) má mezi vstup a výstup zapojen zpětnovazební obvod, který se přepíná při nahrávání a přehrávání, aby výsledný kmitočtový průběh byl lineární. Zesilovač ALC pracuje jen při záznamu a je zapojen mezi vstup a výstup operačního zesilovače. Vzhledem k velkému rozsahu ALC (54 dB) můžeme vypustit indikátor záznamu. Při přehrávání jde signál z operačního zesilovače přes tónový korektor a regulátor hlasitosti na vstup TBA820 (možno použít i MBA810), který při U_B = 9 V dává na výstupu 1,8 W na impedanci 8 Ω. Koncový stupeň pracuje při záznamu jako vf oscilátor na kmitočtu asi 80 kHz. Vf napětí pro mazací hlavu je nastaveno trimrem P_4 a předmagnetizační proud kombinované hlavy trimrem P_3. Pro motor s napájecím napětím 3,6 V je použit regulátor TCA900.

Funkschau č. 14/76, firemní literatura SGS-ATES

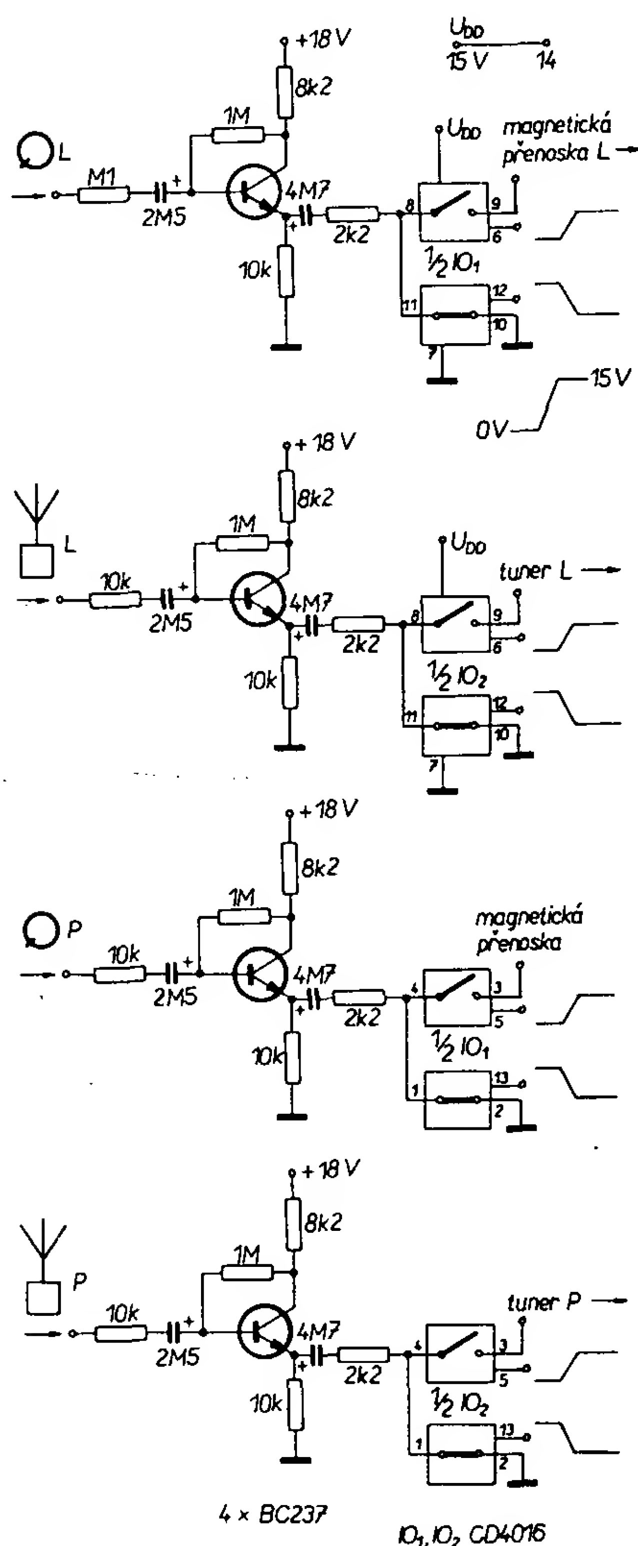


Obr. 22. Zesilovač pro kazetový magnetofon

Elektronický přepínač vstupů s obvodem COSMOS

Různé spínače lze velmi výhodně realizovat integrovaným obvodem CMOS CD4016.

Je-li přivedeno na ovládací vstup impulsní napětí, sepne jeden bilaterální spínač a propojí signálovou cestu. Zároveň se odpojí druhý bilaterální spínač, kterým se daná cesta odpojí od země. Zapojení několika obvodů s bilaterálními spínači je na obr. 23.
Funkschau č. 6/75



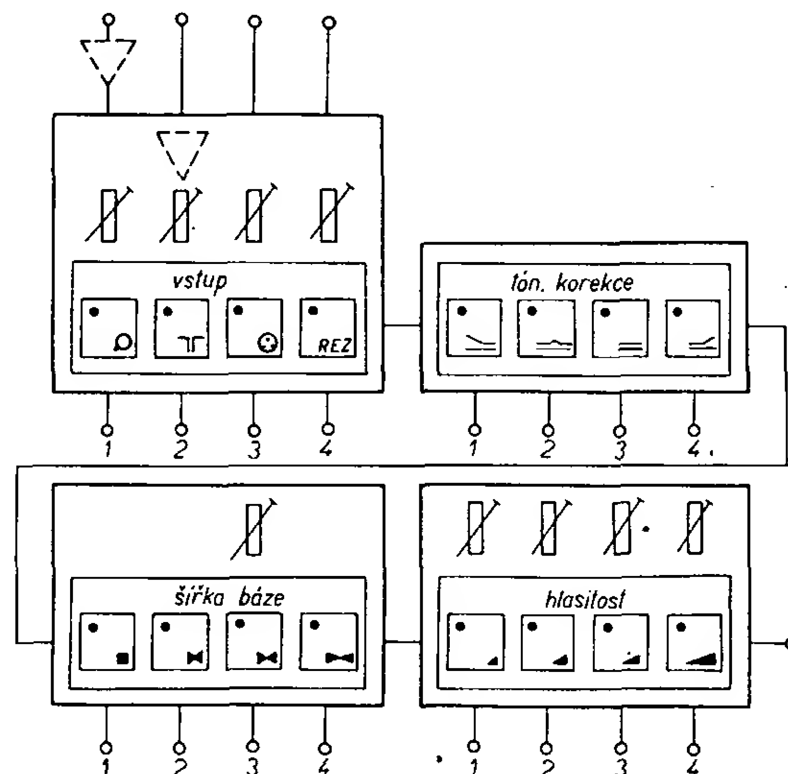
Obr. 23. Stereofonní přepínač s obvody CMOS

Předzesilovač ovládaný pouze senzory

Na obr. 24 je základní zapojení senzorové jednotky, na níž můžeme přepínat zdroje signálu a ovládat tónové korekce, šířku stereofonní báze a hlasitost. Na výstup již můžeme připojit výkonový zesilovač. Do senzorové jednotky můžeme vestavět i předzesilovač pro magnetickou přenosku, lepší je však umístit ho do skříňky gramofonu.

upraví vstupní signál tak, aby na výstupu zesilovače (tranzistory T_{15}, T_{16}) bylo konstantní výstupní napětí. Zesílení zesilovače je čtyři.

V obvodu tónového korektoru (obr. 27) jsou tranzistory T_5 až T_8 zapojeny jako rozpínací kontakty, T_{11} a T_{12} jako spínače. Tranzistory T_9 a T_{10} jsou oproti předchozímu obrázku vypuštěny. Princip funkce si můžeme jednoduše vysvětlit podle obr. 28 až 31. V *první* poloze, „zdůraznění hloubek", jsou tranzistory T_5, T_6, T_{11} a T_{12} odpojeny, kdežto tranzistory T_7 a T_8 jsou připojeny. Signál pak prochází přes korekční člen podle obr. 28 a budou zdůrazněny hloubky. Velikost zdůraznění můžeme ovlivnit kondenzátorem C_1 (C_2) a odporem R_{35} (R_{36}). Zvětšíme-li kapacitu kondenzátoru C_1 (C_2), sníží se mezní kmitočet. Nejnižší kmitočet je zdůrazněn

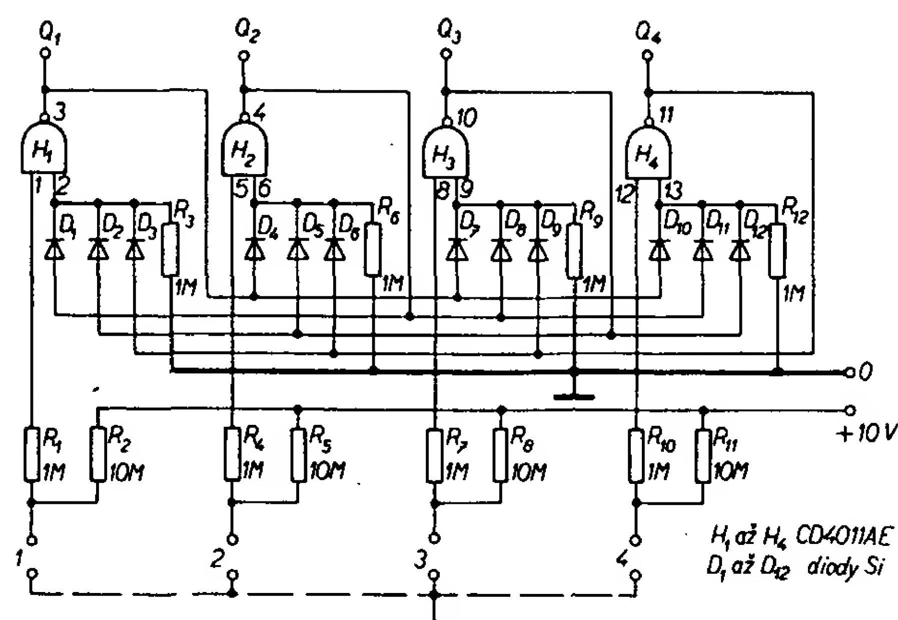


Obr. 24. Základní zapojení senzorové jednotky

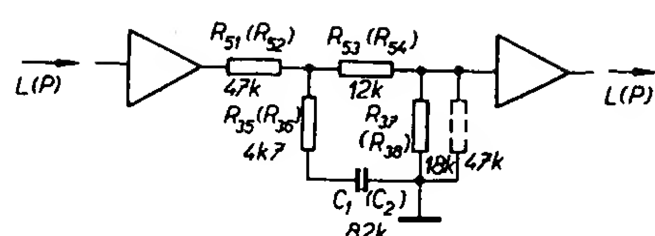
Zapojení senzorového tlačítka je na obr. 25. Čtyři hradla CMOS jsou mezi sebou svázána tak, aby jen na jednom z výstupů byla úroveň log. 1. Z výstupů hradel jsou řízeny analogové spínací stupně, které fungují jako vypínače a spínače.

Vstupní nežádaný signál je zkratován, neboť volič vstupů s tranzistory T_5 a T_{12} funguje jako rozpínací kontakt, takže na jeho výstupu je jen požadovaný signál (viz obr. 26). V tomto zapojení jsou do cesty signálu zařazeny odporové děliče napětí, kterými se

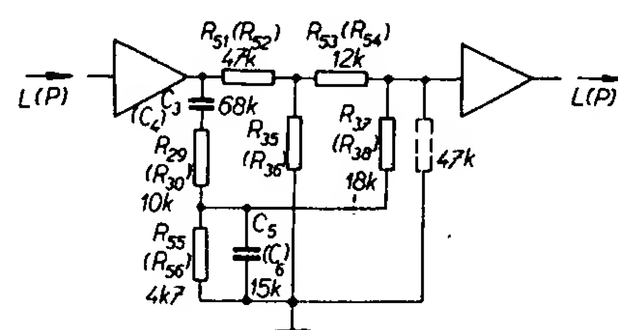
o 15 dB. Menšího zdůraznění dosáhneme, připojíme-li paralelně ke kondenzátoru odpor (47 kΩ nebo méně). V poloze *2* je zapojen filtr „prezence". V tomto případě vedou tranzistory T_5 a T_6 a tranzistory T_7, T_8, T_{11} a T_{12} jsou odpojeny. Náhradní schéma pro tento případ je na obr. 29; signál bude



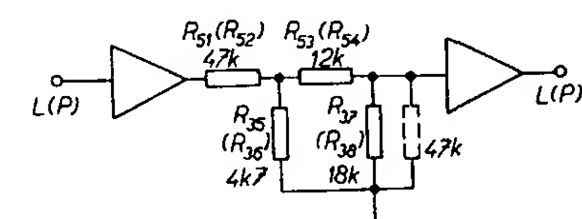
Obr. 25. Zapojení senzorového „tlačítka"



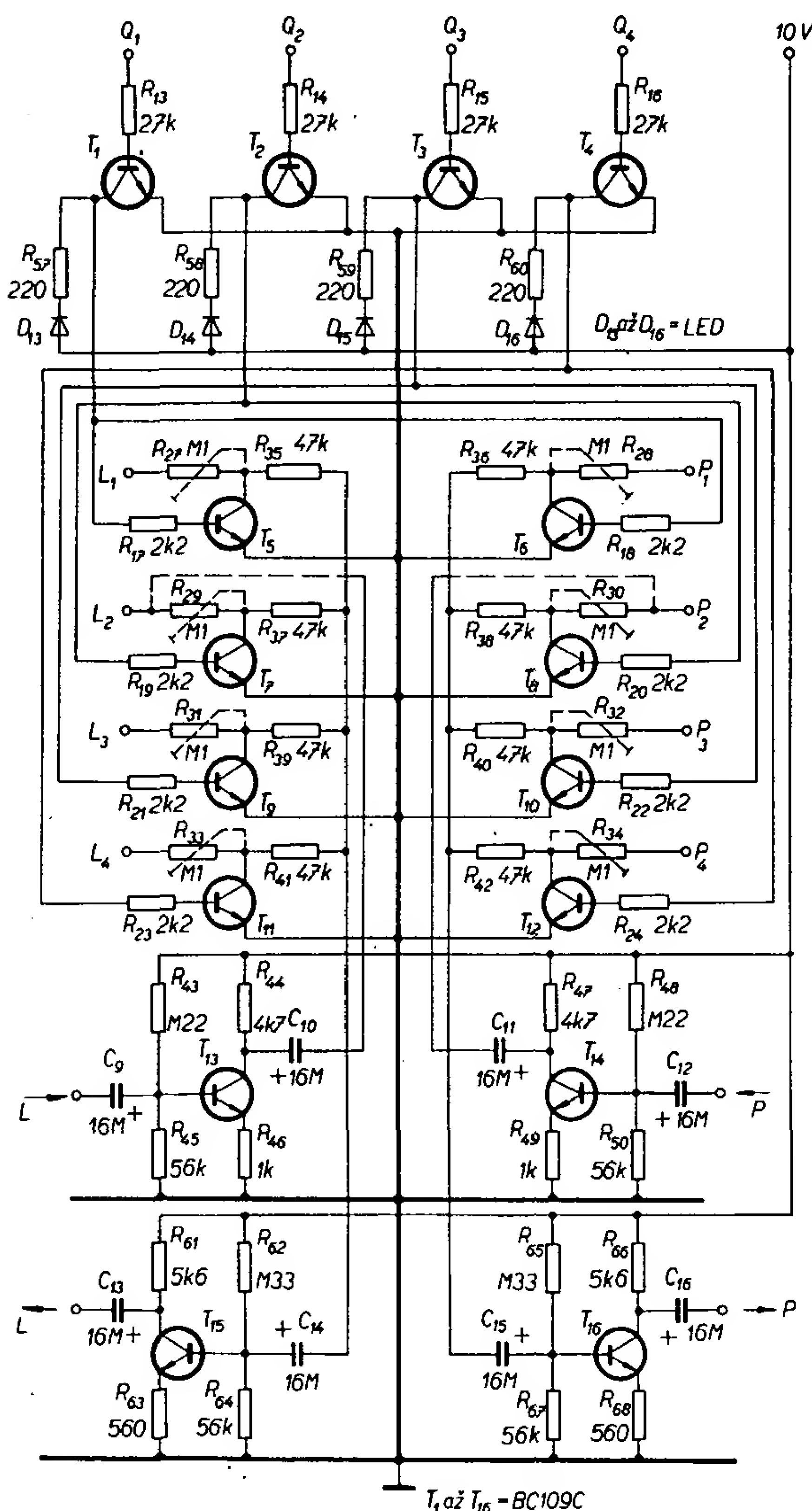
Obr. 28. Obvod zdůraznění hloubek z obr. 27



Obr. 29. Filtr prezence z obr. 27

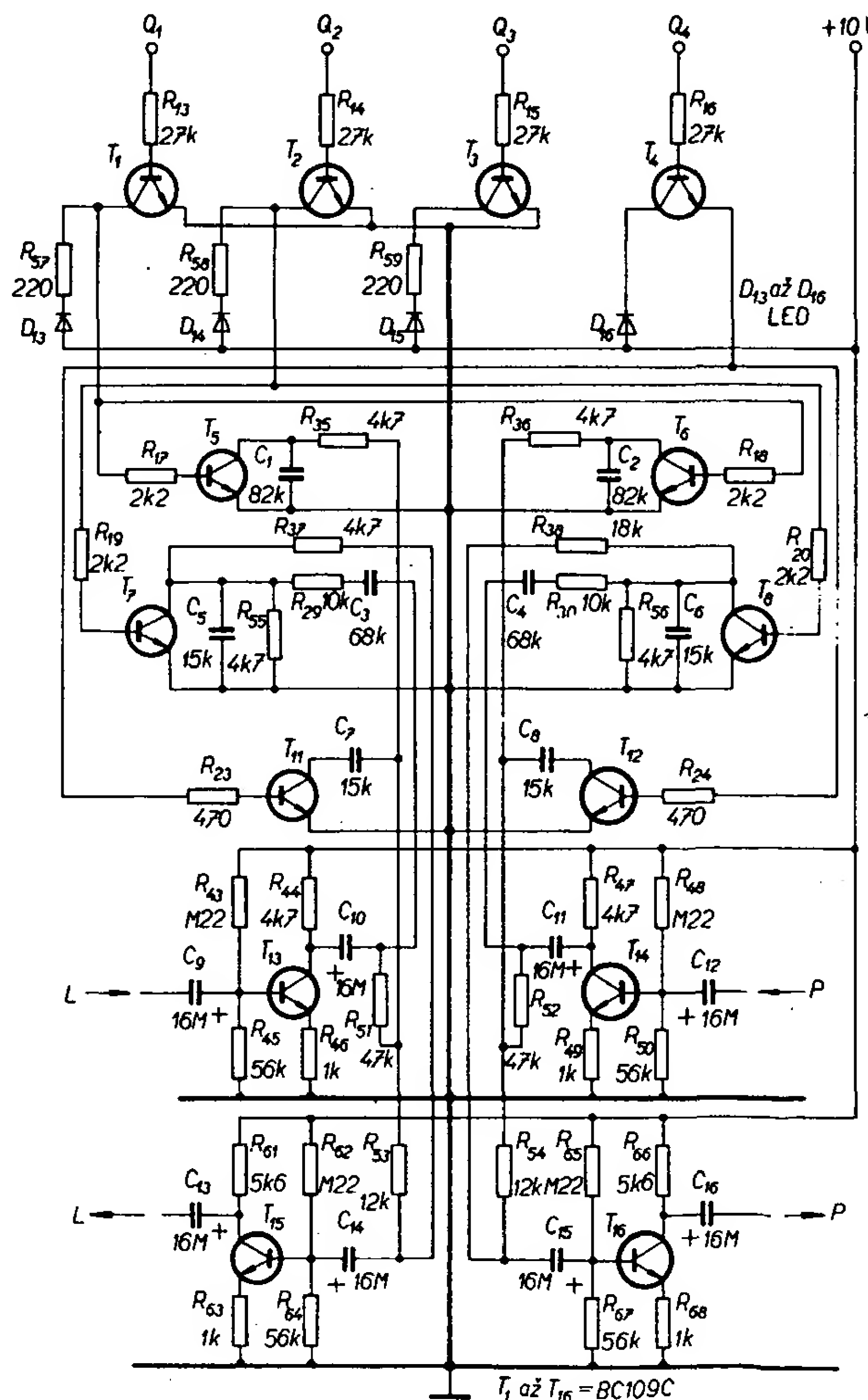


Obr. 30. Lineární průběh v poloze 2 přepínače z obr. 27

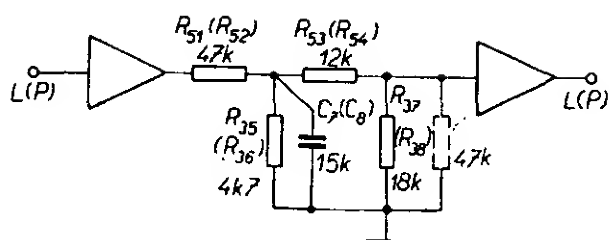


Obr. 26. Vstupní volič nf signálů se senzory

zeslaben odpory R_{51}, R_{35} a R_{53} bez podstatného ovlivnění kmitočtové charakteristiky. Ostatní součástky ovlivňují kmitočtovou charakteristiku. Dolní mezní kmitočet (zde asi 200 Hz) je určen kondenzátorem C_3 (C_4) a odporem R_{29} (R_{30}). Horní mezní kmitočet (asi 4 kHz) je určen kondenzátorem C_5 (C_6) a odporem R_{55} (R_{56}). Střed tohoto pásma je zdůrazněn o 10 dB a velikost zdůraznění může být ovlivněna volbou odporu R_{37} (R_{38}). V poloze *3* dostaneme lineární průběh (náhradní schéma na obr. 30) se zeslabením asi 26 dB jako u ostatních obvodů, takže na výstupu je konstantní napětí. V poloze *4* jsou sepnuty všechny tranzistory a výsledné zapojení odpovídá náhradnímu zapojení podle obr. 31, tj. dolní propusti s připojeným děličem napětí. Kondenzátor C_7 (C_8) a odpor R_{35} (R_{36}) určují mezní kmitočet (zde asi 2 kHz). Mezní kmitočet můžeme měnit kondenzátorem C_7 směrem k vyšším kmitočtům. Potlačení signálů vysokých kmitočtů (max. 15 dB na 14 kHz) můžeme měnit, zapojíme-



Obr. 27. Tónový korektor ovládaný senzory



Obr. 31. Náhradní zapojení pro potlačení výšek z obr. 27

li do série s kondenzátorem C_7 (C_8) odpor 10 kΩ nebo méně.

Dalším obvodem je obvod k regulaci šířky báze. Stereofonní signál je složen ze dvou oddělených signálů, levého L a pravého P. Kromě toho je k dispozici signál součtový S (ve středu nebo mono) a rozdílový R (na stranách nebo stereofonní) určený vztahy

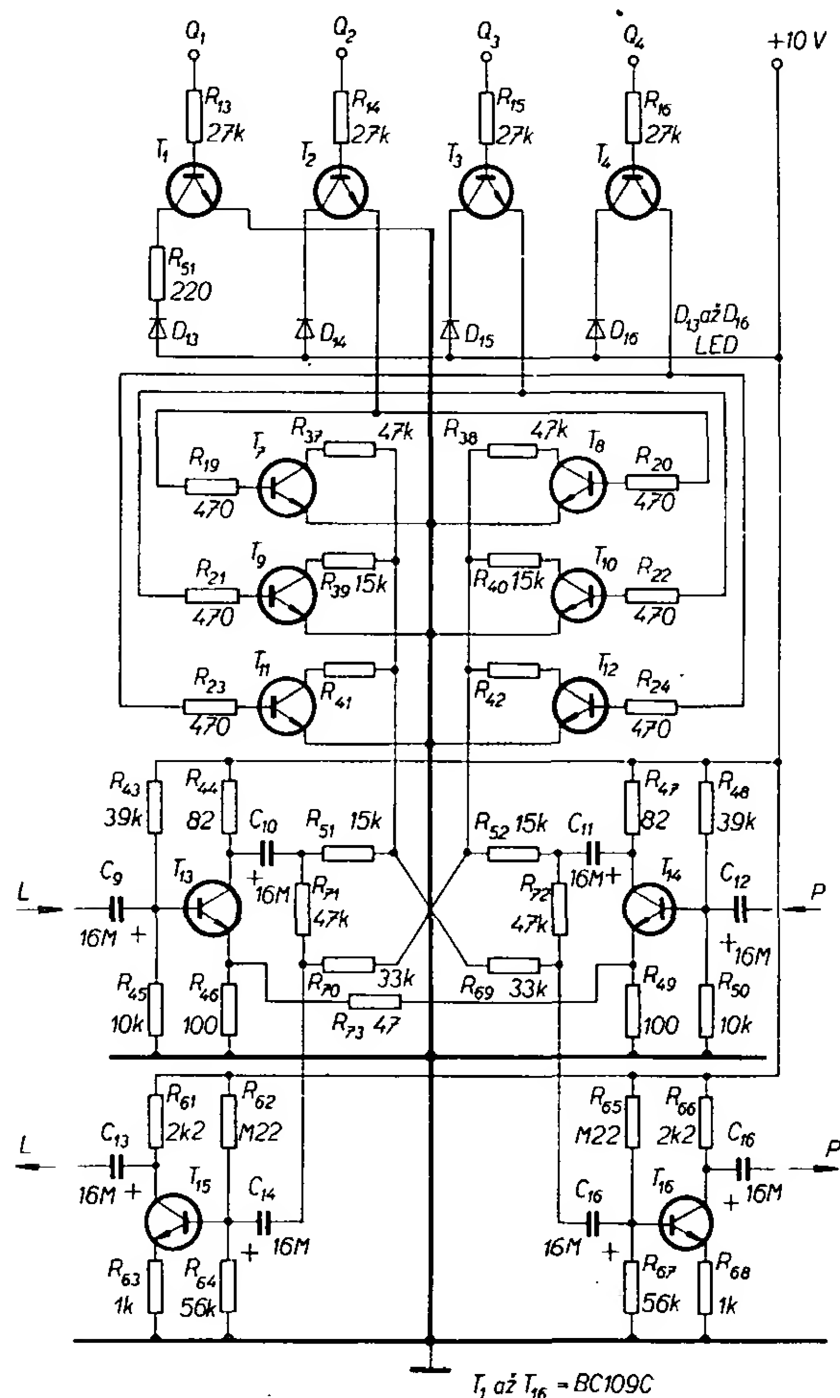
$$S = \frac{L + P}{2} \text{ a } R = \frac{L - P}{2},$$

a z toho L = S + R a P = S − R.

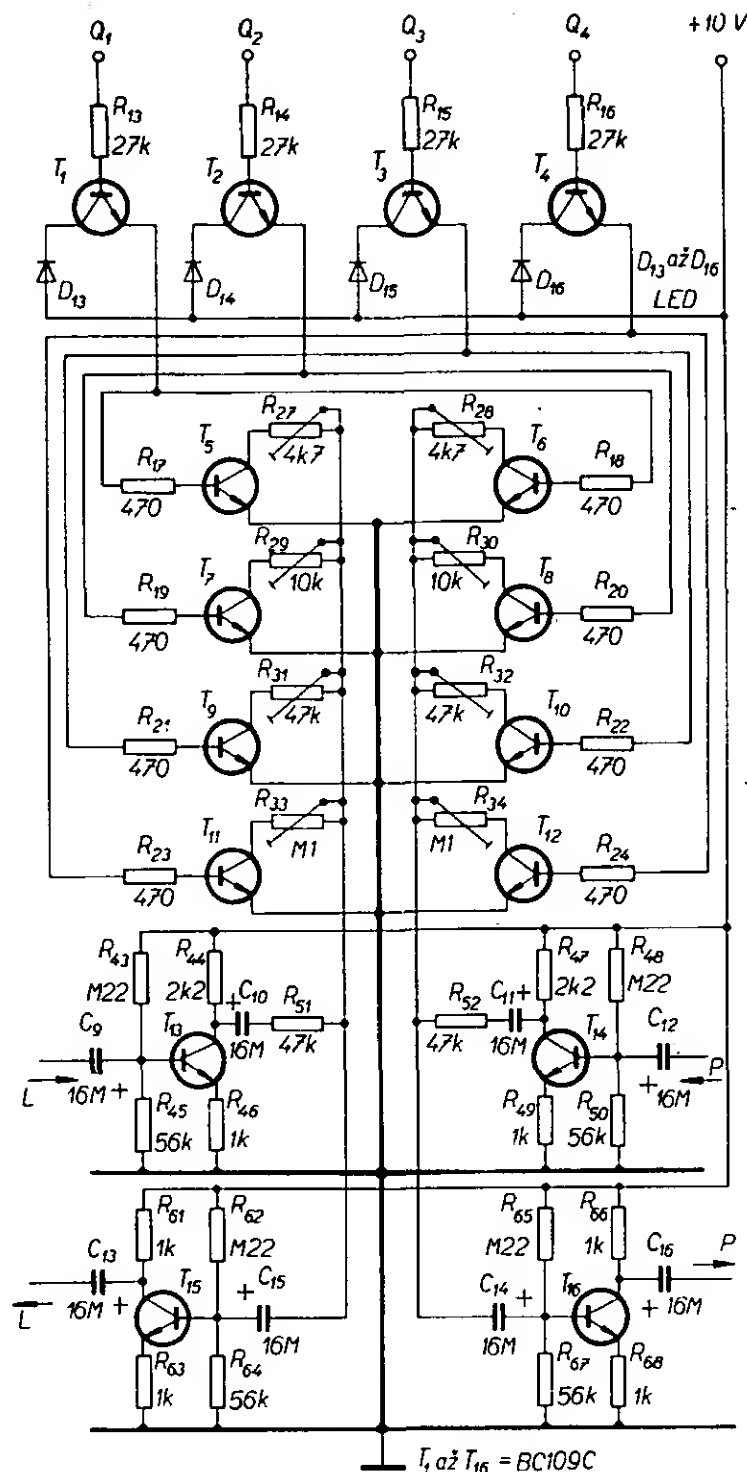
Změnou poměrů signálů S a R můžeme ovlivnit nahrávku tak, že se mění šířka stereofonní základny. Je-li k dispozici jen složka S (R = 0), je reprodukce monofonní (L = P = S). Je-li částečně potlačen signál R, budou mezi kanály přeslechy, čímž se zúží šířka stereofonní základny („úzké stereo"). Bude-li např. signál R poloviční vzhledem k jmenovité velikosti, pak bude v levém kanálu signál L'.

$$L' = S + 0{,}5R = $$
$$= 0{,}5(L + P) + 0{,}25(L - P) = $$
$$= 0{,}75L + 0{,}25P.$$

Šířka stereofonní základny se může „uměle" měnit zesílením signálu R (jedná se jen o „psychologický" efekt). Vznikají přesle-



Obr. 33. Zapojení regulátoru hlasitosti

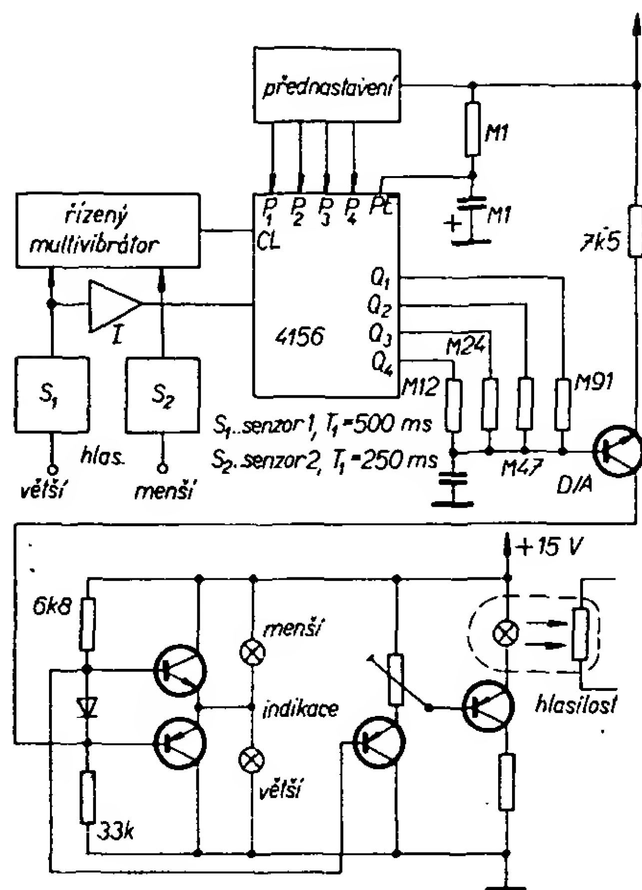


chy, které jsou v protifázi, a které vzbuzují dojem prostoru, tj. jako by se od sebe vzdalovaly pravý a levý reproduktor. Zapojíme-li např. signál R 1,5krát, pak signál L' bude:

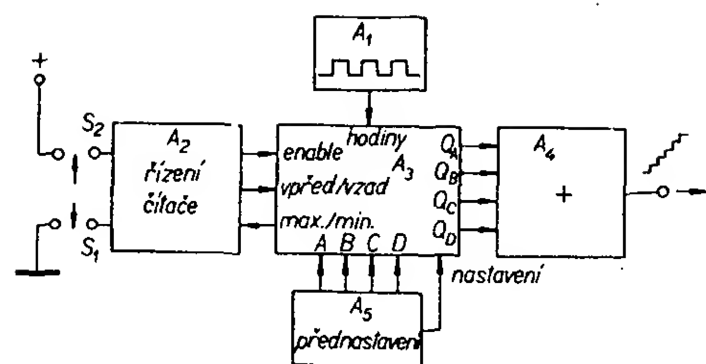
$$L' = 1{,}5R = S = 0{,}75(L - P) + 0{,}5(L + P) = 1{,}25L - 0{,}25P.$$

V praktickém provedení je regulátor šířky báze dvoustupňový. V prvním stupni (horší diferenciální zesilovač) je signál R zesílen dvakrát oproti signálu L. Ve druhém stupni jsou odporovými zpětnými vazbami nastaveny přeslechy mezi oběma kanály. Zesílení diferenciálního zesilovače lze více či méně měnit. Při středním zesílení je nastaveno „stereo" s patřičnými přeslechy mezi kanály. Předpokladem pro správnou funkci obvodu je, že nežádoucí přeslechy nesmí být kmitočtově závislé. Na obr. 32 je zapojení obvodu k regulaci šířky stereofonní báze. Vstupní tranzistory T_{13}, T_{14} tvoří propojením přes odpor R_{73} diferenciální zesilovač. Odpor R_{73} tvoří spolu s emitorovou vstupní impedancí dělič napětí, kterým je rozdílový signál zesílen asi o 6 dB oproti součtovému signálu. Tento získaný nový „levý signál" je veden přes odpory R_{71} (R_{72}) do bází výstupních tranzistorů. Tento signál je současně přes odpínatelný útlumový článek veden do druhého kanálu, kde vznikají definovatelné umělé přeslechy. Útlumový článek je navržen tak, aby v první poloze byla reprodukce monofonní, ve druhé „úzké stereo", ve třetí „stereo" a ve čtvrté „široké stereo". Použijeme-li místo pevných odporů R_{37} až R_{42} trimry, lze šířku stereofonní základny měnit plynule. Při nastavování přeslechů nesmí být

Obr. 32. Obvod k regulaci šířky báze stereofonního poslechu



Obr. 34. Senzorové řízení hlasitosti



Obr. 36. Blokové schéma obvodu A z obr. 35

vstup druhého kanálu „ve vzduchu", nýbrž musí být spojen přes kondenzátor 10 μF a odpor 5,6 kΩ se zemí.

Zapojení regulátoru hlasitosti je na obr. 33. Tranzistory T_5 až T_{12} pracují jako spínače, takže hlasitost je možno regulovat ve čtyřech stupních (podle požadavku konstruktéra odporovými trimry R_{27} až R_{34}).

Elektor, únor 1974

Elektronická regulace hlasitosti

Zapojení elektronického regulátoru hlasitosti je na obr. 34. Podstatnou částí daného obvodu je přednastavitelný čítač vpřed-vzad, který se nastaví po zapnutí třístavovým spínačem (v obvodu preset) na zvolený „kód", určený binárním číslem 10, 8, 6 (v dekadickém kódu). Čtyři počítací výstupy jsou připojeny na odporovou matici s poměrem odporů 8 : 4 : 2 : 1. Tento princip odpovídá digitálně analogovému převodníku s 16 různými úrovněmi. Přes oddělovací stupně jsou jednak buzeny žárovky indikace a jednak žárovka řídicí hlasitost. Jasem žárovky se mění hlasitost a fyziologická korekce v obou kanálech.

Multivibrátor je řízen senzory UP (vpřed) a DOWNS (vzad) a dodává do vstupu čítače CL impulsy 500 nebo 250 ms se šířkou impulsu 2 ms. Jak již bylo uvedeno, je možno pomocí 4 bitů realizovat 16 stupňů regulace hlasitosti (0 odpovídá minimální a 16 maximální hlasitosti).

Elektronikschau č. 5/77

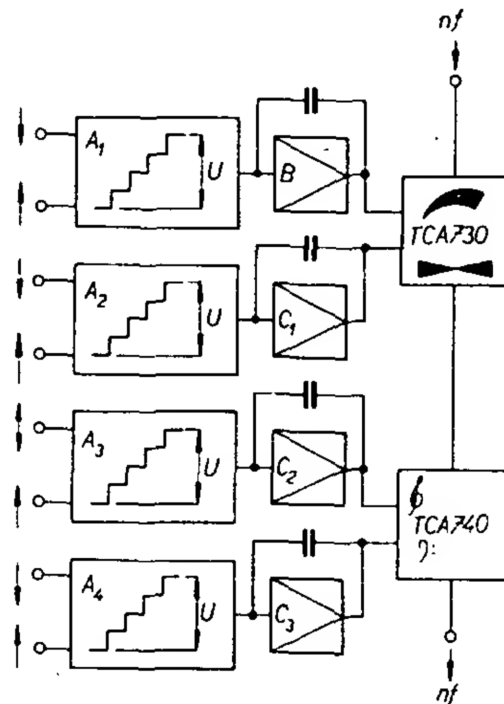
Elektronické potenciometry řízené senzory

V současné době se v některých přijímačích hi-fi používají integrované obvody TCA730, TCA740, které byly popsány v AR B4/77. Dále popisované řešení umožňuje ovládat činnost těchto obvodů bez potenciometrů, senzory nebo dálkově. V nf zesilovačích řídíme plynule úroveň nf signálu změnou poměru odporů; poměr odporů se mění mechanickou silou a po skončení regulačního pochodu zůstává zachován. Elektronický obvod, který nahrazuje funkci potenciometrů, musí proto splnit dvě podmínky:

a) plynule měnit elektrickou veličinu při udělení povelu,
b) zapamatovat si velikost řízené veličiny po skončení povelu.

U IO TCA730 a TCA740 je řízenou veličinou stejnosměrné napětí 1,5 až 9,5 V pro funkce hlasitost, vyvážení, výšky a hloubky. Získat a plynule nastavovat toto napětí není problémem, např. nabíjením nebo vybíjením kondenzátoru zdrojem konstantního proudu. Problémem je, aby si obvod zapamatoval nastavené napětí. I když jsou již známy analogové paměti, které by se daly pro tento účel použít, bylo by řešení s těmito pamětmi neekonomické. Zůstává ještě možnost použít paměť s tranzistorem MOSFET. Obvod s tímto tranzistorem udržuje konstantní napětí na kondenzátoru až po dobu jedné hodiny – po této době je nutné nastavenou veličinu korigovat. Nejoptimálnější je však použít digitální techniku. Postup při řešení analogového problému digitální cestou zůstává stále stejný:

a) převod analogové veličiny do digitálního (binárního) tvaru, nazývaný též „analogově digitální převod" (A/D),
b) digitální zpracování digitalizované analogové veličiny (v daném případě zapamatování),
c) zpětný převod informace na analogovou veličinu (digitálně analogový převod – D/A).



Obr. 35. Blokové schéma senzorového řízení obvodů TCA730 a TCA740

Předností digitálního zpracování je, že všechny informace zůstanou v „paměti", použijeme-li klopný obvod nebo přímo paměť. Problémem však zůstává převod analogové veličiny na digitální. Měřená veličina, vyjádřená číslem, určuje digitální informaci. I když měřená veličina je vyjádřena číslem, tedy počtem jednotek, je přesnost měření omezena počtem poloh. Při převodu A/D mluvíme o „odstupňování". Při řízení pomocí senzorů volíme čtyřbitové odstupňování, takže pro nastavení analogové funkce dostaneme $2^4 = 16$ poloh. Tak např. hlasitost lze řídit v 16 stupních.

Blokové zapojení řídicího zesilovače je na obr. 35. K nastavení hlasitosti, vyvážení výšek a hloubek jsou použity čtyři shodné na sobě nezávislé řídicí obvody. Ve funkčním bloku A jsou obvody k nastavení řídicího napětí a zapamatování jeho velikosti. Na výstupu bloku je stejnosměrné napětí odstupňované v 16 stupních (podle doby „stlačení" senzoru). V bloku A je toto napětí vyznačeno jako „schody". Za tímto blokem je zapojen výstupní zesilovač, který musí

a) integrovat napětí schodovitého průběhu jako přírůstek nebo úbytek výstupního napětí určeného pro ovládání,
b) přizpůsobit řídicí napětí k řízení požadované veličiny pro IO TCA730, TCA740,
c) impedančně přizpůsobit a oddělit blok A od nf integrovaných obvodů.

Výstupy ze senzorového ovládání jsou spojeny s řídicími vstupy IO TCA730, TCA740. Tyto integrované obvody převádějí stejnosměrné napětí na odpovídající změny nf signálu.

Obvod k získání řídicího napětí, označený jako blok A na obr. 35 je složen z několika základních obvodů, jejichž propojení je zřejmé z obr. 36.

Jednoduchým digitálním řešením (nastavení a zapamatování řídicí veličiny) je čítač, sestavený z čítače vpřed-vzad (A_3), taktovacího oscilátoru (A_1) a obvodu k řízení čítání (A_2). Za analogovou veličinu, potřebnou k nastavení dané úrovně, zvolíme dobu „stisku" senzoru, kdy čítač počítá impulsy taktovacího oscilátoru. Stav na výstupech Q_A až Q_D čítače určuje digitální informaci, na kterou je převedena veličina analogová (doba sepnutí senzoru). Zpětný převod digitálně-analogový realizuje součtový obvod (A_4), který má na výstupu úměrné stejnosměrné napětí. Při čítání čítače nahoru nebo dolů je na výstupu napětí schodovitého průběhu. Držíme-li senzor dlouho, čítač se zastaví. Čítač je sestaven z klopných obvodů, takže na výstupu je poslední načítaný stav. Nastavenou veličinu je možné vymazat jen vypnutím napájecího napětí. Aby po zapnutí nebyl čítač nastaven do náhodné polohy, je použit obvod přednastavení (A_5), který čítač nastaví do střední polohy. V závislosti na době „stlačení" senzoru musí dostávat čítač pokyny pro nastavení směru čítání a o době čítání. Pokyn pro čítání je přenášen vedením „nulování" (vynulování čítače) a „vpřed-vzad" (určení směru čítání). Zpětný vodič max/min při maximálním nebo minimálním stavu čítače (tj. při 15 a 0) čítač vynuluje.

Obr. 37. Celkové schéma řízení obvodů TCA730 (A273), TCA740 (A274)



Úplné zapojení obvodu senzorového ovládání je na obr. 37. Je patrné, že v obvodu jsou použity čtyři čítače vpřed-vzad typu 74191. Jednotlivé vývody hodin čítačů jsou spojeny paralelně a připojeny na výstup astabilního multivibrátoru (polovina Schmittova klopného obvodu 7413). Hodinový kmitočet 3 Hz je nastaven obvodem R_{25}, C_9. Základním obvodem celého ovládání je čítač. Na obr. 38 je rozmístění vývodů čítače a v tabulce je logický stav binárních výstupů Q_A až Q_D při čítání vpřed od 0 do 15. Obvod k řízení čítání je sestaven ze dvou hradel NAND (CMOS hradlo 4011) a dvou tranzistorů n-p-n, jehož pravdivostní tabulka je za tabulkou logického stavu binárních čítačů.

Obr. 38. Rozložení vývodů obvodu 74191

Logický stav binárních výstupů Q_A až Q_D IO 74191

Čítaný stav	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1

Pravdivostní tabulka řídicího obvodu

Senzory		Vývody IO				Povel	
S_1	S_2	8/9	12/13	11	10	Uvolnění čítače*)	vpřed vzad
		1	0	1	0	1	0
		0	0	1	1	0	0
		1	1	0	0	0	1

*Po dosažení načítaného stavu 0 nebo 15 je na vývodech *12* a *14* log. 1, nezávisle na stavu senzorového vstupu.

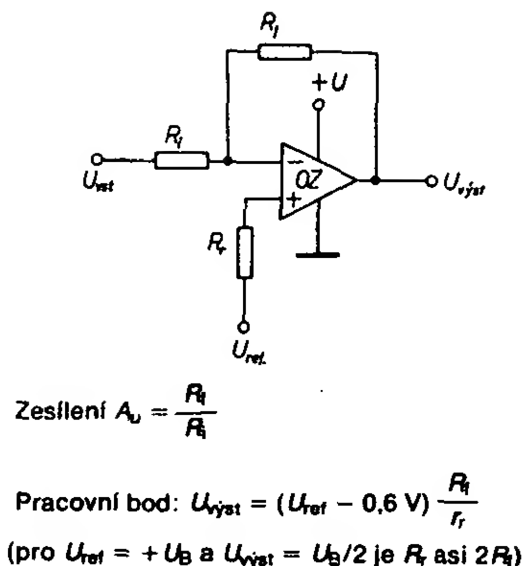
Na vstupu obvodu pro řízení jsou zapojeny dva dvoudestičkové senzory. Při dotyku na senzor je povrchový odpor mezi oběma destičkami senzoru poměrně malý vůči odporu 10 MΩ (R_1, R_2, R_7 a R_8 atd.). Kondenzátory zapojené paralelně k odporům 10 MΩ potlačují brumy a rušivé impulsy. V klidu jsou vstupy senzorů připojeny přes odpory 10 MΩ na +5 V, stejně jako vstupy H_1. Vstup H_2 je na nulovém potenciálu. Hradla H_1 a H_2 jsou zapojena jako invertory. Na výstupu H_1 je proto log. 0 a na výstupu H_2 log. 1. Log. 0 na výstupu H_1 je uzavřen tranzistor T_1. Napětí na kolektoru tranzistoru v zavřeném stavu odpovídá úrovni 1 a blokuje spuštění čítače (vývod *4*). Log. 1 na výstupu hradla H_2 je řízen tranzistor T_2, který řídí směr čítání – ten je na úrovni log. 0. Tím je čítač připraven pro čítání vpřed.

Dotkneme-li se senzoru S_1, napětí na vstupu H_1 se přes povrchový odpor prstu zmenší na úroveň log. 0 a na jeho výstupu bude proto log. 1. Tranzistor T_1 povede a uvolní vstup „spuštění“. Logické úrovně na H_2 a T_2 zůstanou nezměněny a čítač čítá tedy dopředu tak dlouho, jak dlouho se dotýkáme senzoru S_1. Když dosáhneme čísla 15, bude na výstupu max/min úroveň log. 1, T_1 se uzavře, protože se zvětší napětí na emitoru a čítač se zablokuje.

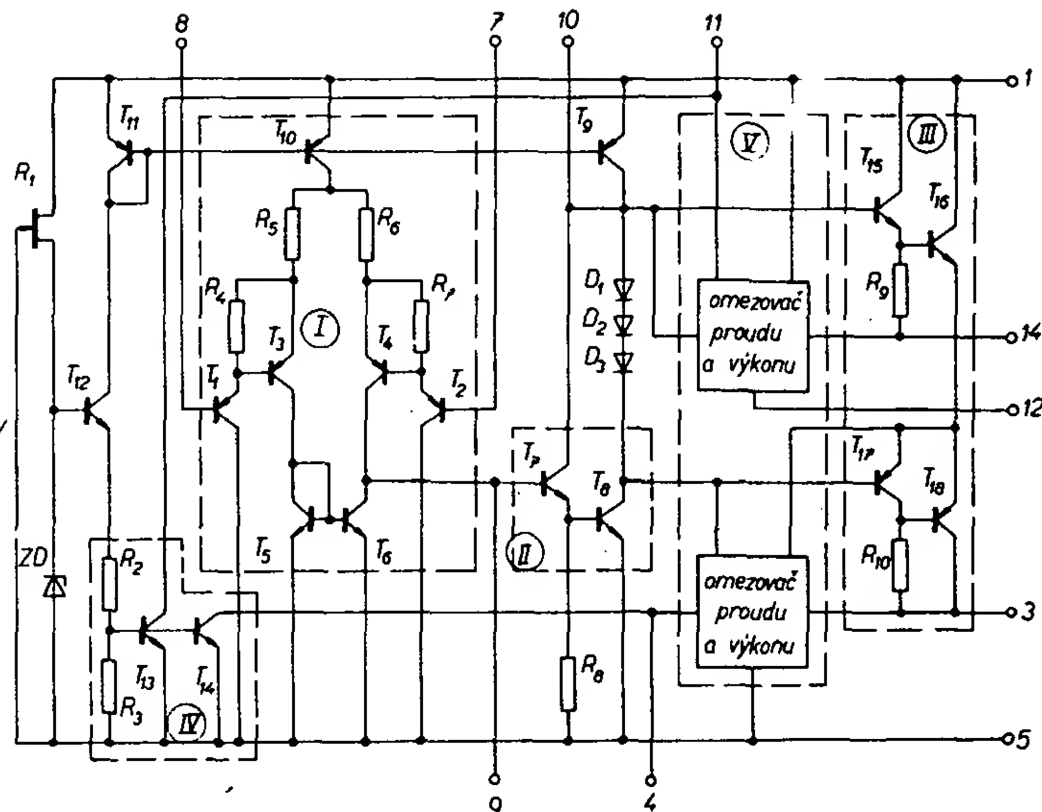
Senzor S_2 je určen pro čítání vzad. Při doteku na S_2 se mění logický stav na vstupu H_2 z 0 na 1, stejně jako na vstupu vpřed-vzad čítače IO_3 (dvojí inverzí přes H_2 a T_2). Současně se přes T_1 odblokuje čítač, neboť kolektor T_2 je přes odpor R_{57} a D_1 spojen s bází T_1. Po dosažení čísla 0 se zpětným povelem z vývodu max/min (log. 1) uzavře tranzistor T_1 a ukončí čítání. Z hlediska logiky se mění sloučená funkce OR (z S_1 a S_2) na sloučenou funkci NAND s max/min I [spuštění = (S_1 + S_2). max/min]. K obvodu řízení patří i přednastavení při připojení napájecího napětí, které lze velmi jednoduše realizovat u IO 74191. Je-li na vývodu *11* (nastavení) log. 0, pak čítač, který má přednastavené vstupy A až D, změní svůj stav na výstupech Q_A až Q_D. Vývod nastavení je připojen přes zpožďovací člen R_{27}, C_{10} na napájecí napětí. Čítač je přednastaven na číslo 8 (A až C = 0, D = 1), takže všechny funkce v zesilovači se nastaví do „střední polohy“.

Na odporech R_{28} až R_{43} se sčítají výstupní úrovně z výstupu čítačů a mění se analogové napětí. Maximální a minimální číslo dává na „součtovém“ výstupu schodovitě zvětšující se nebo zmenšující se stejnosměrné napětí maximálně se 16 stupni. Odpory s tolerancí menší než 5 % zaručují vyhovující linearitu napětí schodovitého průběhu. Při minimu je toto výstupní napětí 0,2 V a při maximu 3,3 V.

Pro IO TCA730, TCA740 však potřebujeme napětí 2,5 až 10 V. Proto na výstup



Obr. 39. Nortonův zesilovač



Obr. 40. Vnitřní schéma obvodu MDA2020

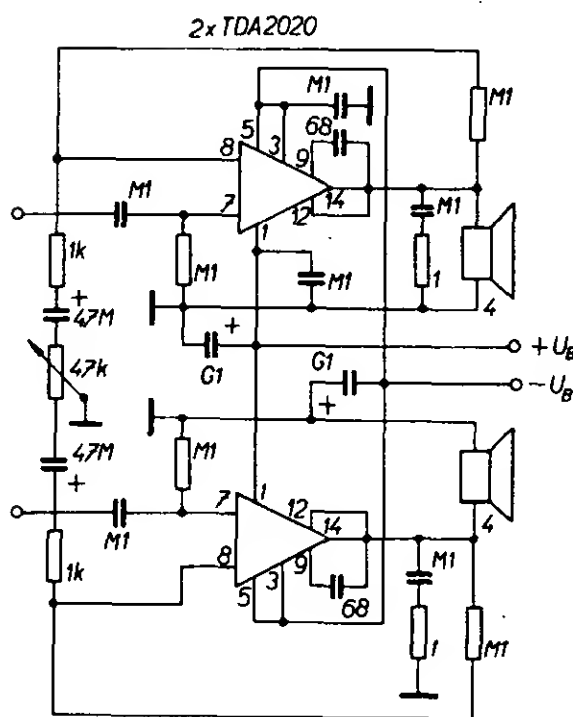
musíme připojit stejnosměrný zesilovač. V zapojení podle obr. 39 je použit invertující operační zesilovač v Nortonově zapojení (LM3900). Nortonův zesilovač se od běžného operačního zesilovače liší tím, že nemá „pravý" diferenciální vstup. V daném zapojení se stejnosměrná úroveň zesilovače nastavuje referenčním proudem, tekoucím před odpory R_{45}, R_{48}, R_{51}, R_{54} (obr. 37) do neinvertujícího vsupu. Proud tekoucí do invertujícího vstupu přes zpětnovazební odpory (R_{47}, R_{50}, R_{53} a R_{56}) je stejně velký jako referenční proud. Výstupní napětí při provozu bez signálu se zvětšuje tak dlouho, dokud zpětnovazebními odpory neteče referenční proud. V daném případě je výstupní napětí naprázdno 10 V. Poměr zpětnovazebního odporu k odporu vstupnímu určuje činitel zesílení. Na obr. 39 je zapojení takového zesilovače s rovnicemi pro jeho návrh. Nortonův zesilovač zesiluje napětí z výstupu součtového obvodu z 0,2 až 3,3 V na 2,5 až 10 V. Kondenzátory C_{11} až C_{14} (obr. 37), zapojené ve zpětné vazbě, integrují napětí schodovitého průběhu, takže napětí na výstupu se zvětšuje nebo zmenšuje plynule. Zesilovače k řízení vyvážení, výšek, hloubek (IO_{7b} až $_d$) jsou stejné jako zesilovač pro řízení hlasitosti (IO_{7a}). Při řízení hlasitosti je průběh napětí až asi do 7 V stejný jako u ostatních, tj. lineární. Od napětí 7 V je průběh napětí exponenciální, protože to vyžaduje TCA730. Tohoto průběhu je dosaženo připojením diody D_5 a odporu R_{44} na výstup sčítacího obvodu. Zvětšuje-li se napětí schodovitého průběhu na výstupu sčítacího obvodu je dioda D_5 uzavřena, dokud toto napětí nedosáhne 0,7 V. Po dosažení úrovně 0,7 V dioda vede. Odpor R_{44} je zatěžovacím odporem pro součtový obvod. Tím dostaneme dvě různé strmosti nárůstu napětí.

Doba nastavení z minima na maximum je při hodinovém kmitočtu 3 Hz asi 5 s a je úměrná kapacitě kondenzátoru C_9. Kondenzátory C_{11} až C_{14} musí být voleny s co nejmenší kapacitou, aby se neprodlužovalo nastavení, ale musí zároveň co nejlépe linearizovat napětí schodovitého průběhu.

Elektor č. 69

Koncový zesilovač 20 W s ochranou proti zkratu

Integrovaný obvod MDA2020 je zástupcem nové koncepce ve vývoji IO, neboť u něj bylo třeba použít technologie velkých závěrných napětí a velkých proudů. MDA2020 má maximální napájecí napětí 44 V a mezivrcholový proud až 7 A. Protože není vždy zapotřebí tak velké napájecí napětí, byl vyvinut i TDA2010 s výstupním výkonem 10 W při max. napájecím napětí 36 V. Pro napájení je možno použít jak symetrický (±, zem), tak i nesymetrický (+, zem) zdroj.



Obr. 41. Stereofonní zesilovač s obvody MDA2020

Nezbytnou nutností u všech kvalitních zesilovačů je ochrana proti přetížení a zkratu na výstupu. V MDA2020 je kromě ochrany proti přetížení a zkratu vestavěna i ochrana proti tepelnému přetížení jak vnitřnímu, tak i vnějšímu. Ochranami je zesilovač chráněn jak proti krátkodobému, tak i dlouhodobému přetížení a proti zkratům.

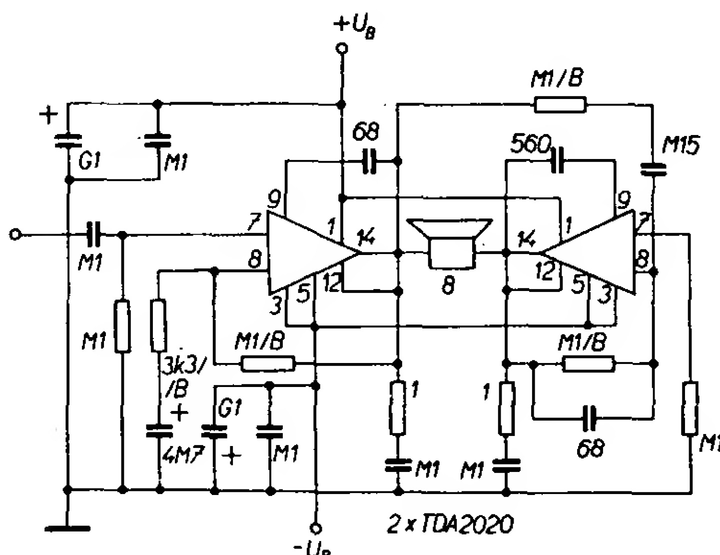
Vnitřní zapojení MDA2020 odpovídá zásadám návrhu operačních zesilovačů. Proto lze v tomto případě mluvit o výkonovém operačním zesilovači. Krokem k absolutní symetrii není jen vlastní zapojení, nýbrž i rozložení součástek na čipu a to tak, aby bylo dosaženo kvality hi-fi i při nejnižších kmitočtech. V bloku I jsou zapojeny všechny prvky vstupního zesilovače (viz obr. 40), v bloku II je budicí stupeň a v bloku III kvazikomplementární koncový stupeň. Ochranný obvod proti tepelnému přetížení je v bloku IV. Tranzistory T_{13} a T_{14} jsou zapojeny jako teplotní čidla; na čipu jsou v bezprostřední blízkosti výkonových tranzistorů T_{16} a T_{18}. Obvod je navržen tak, že při překročení maximální teploty přechodu 150 °C tranzistory T_{13} a T_{14} zmenšují budicí napětí pro koncový stupeň na polovinu. Tímto obvodem je rovněž integrovaný obvod chráněn při použití malého chladiče a proti vlivu velké okolní teploty.

Kromě tepelné pojistky, která „zabírá" relativně pomalu, je MDA2020 vybaven rychlou elektronickou pojistkou, která ho chrání při náhodných elektrických přetíženích (např. zkrat na výstupu). U MDA2020 je tato ochrana (blok V) realizována kontrolou výkonové ztráty tranzistorů T_{16} a T_{18}. Při překročení maximální ztráty řídí ochranné obvody nezávisle na sobě činnost obou polovin koncových stupňů.

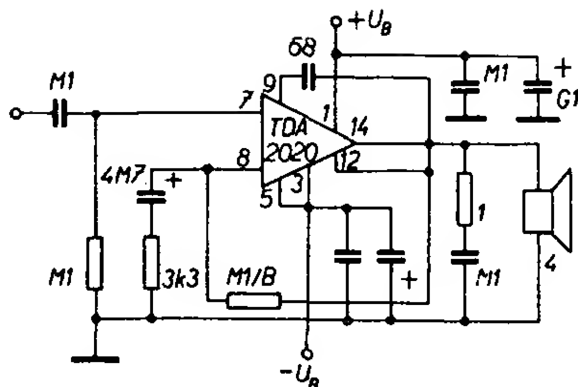
Na obr. 41 je příklad zapojení sterofonního zesilovače 2 × 20 W a na obr. 42 můstkového zesilovače s výstupním výkonem 30 W. Použitím symetrického napájecího zdroje odpadnou oddělovací kondenzátory na výstupu, takže zesilovač tvoří kompaktní celek a je možno dosáhnout velmi nízkých kmitočtů. Odpadne rovněž problém nežádoucí zpětné vazby, která vzniká fázovým posuvem mezi výstupním proudem a napětím.

Na zesilovači podle obr. 43 byly naměřeny následující parametry:

výstupní výkon: při $U_B = \pm 20$ V, 1 kHz, $k = 10\ \% - 35$ W,
$U_B = \pm 18$ V, 1 kHz, $k = 1\ \% - 24$ W;



Obr. 42. Můstkové zapojení s obvody MDA2020



Obr. 43. Měřicí obvod pro MDA2020

kmitočtová charakteristika (±3 dB): 10 Hz až 60 kHz;
citlivost pro plný výkon: 150 mV;
odběr proudu ze zdroje v každé větvi: asi 1,5 A;
ofset vstupního napětí: asi 10 mV.

TESLA Rožnov, TP MDA2020
Funkschau č. 2/76

Nízkofrekvenční aktivní filtry s operačními zesilovači

Velký vstupní a malý výstupní odpor a velké zesílení operačních zesilovačů (OZ) dovolují s úspěchem konstruovat aktivní filtry *RC*. Výhodou filtrů s OZ před pasívními filtry je to, že je možné dosáhnout větší strmosti charakteristiky mimo přenášené pásmo. Aktivní filtry nemívají obvykle větší počet součástek než filtry pasívní přičemž kondenzátory a odpory jsou obvykle menší, zejména na nejnižších kmitočtech proto jsou menší i rozměry filtrů.

Aktivní filtry mohou sloužit jako oddělovací zesilovače mezi jednotlivými stupni. V dnešní době je možno konstruovat filtry až do kmitočtu 1 MHz. Činitel jakosti aktivních filtrů je až několik set. Filtry však mají i několik nedostatků, vyplývajících z použitých operačních zesilovačů, jako je omezené vstupní a výstupní napětí a poměrně malý výstupní proud. Na výstupu aktivního filtru s OZ je obvykle ss napětí, které se mění s teplotou.

Podle toho, pro jaký účel jsou tyto filtry určeny, je rozdělujeme na:

a) dolní propusti (DFP),
b) horní propusti (HFP),
c) pásmové propusti (PF),
d) pásmové zádrže (ZF).

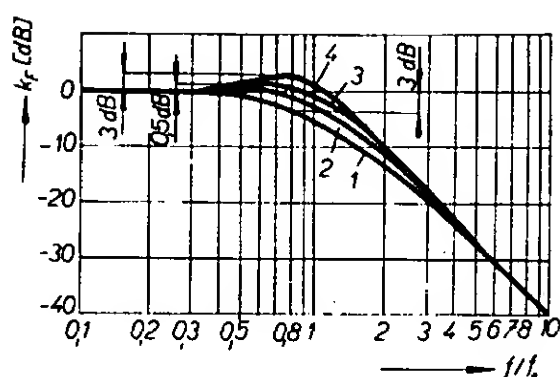
DFP propouštějí všechny kmitočty až do horního mezního kmitočtu,
HFP propouštějí všechny kmitočty až do spodního mezního kmitočtu,
PF propouštějí jen dané pásmo kmitočtů,
ZF zadržují dané pásmo kmitočtu (mohou sloužit jako odlaďovače).

Vlastnosti filtrů jsou vyjádřeny kmitočtovou a fázovou charakteristikou, které jsou závislé na činiteli jakosti Q_{ekv}, charakteristickým kmitočtem f_0 a zesílením A_{uf} v pásmu propustnosti.

Pro DFP a HFP je kmitočet f_0 kmitočtem, od něhož začíná klesat kmitočtová amplitudová charakteristika. Pro PF je to kmitočet ve středu popouštěného pásma a pro ZF je f_0 střední kmitočet nepropouštěného pásma.

Činitel Q_{ekv} určuje strmost kmitočtové charakteristiky od kmitočtu f_0 do kmitočtu maximálního útlumu. Pro DFP a HFP se obvykle používá při výpočtu převratná hodnota Q_{ekv}.

Podle tvaru kmitočtové charakteristiky dělíme DFP a HFP na filtry několika řádů. Použití filtru toho nebo onoho řádu vyplývá z požadavku na filtr. Na obr. 44 je kmitočtová charakteristika Butterworthova filtru, který má rovnou charakteristiku (±3 dB) na kmitočtu f_0. Křivky *3* a *4* jsou kmitočtové charakteristiky Čebyševových filtrů, které nemají pokles na kmitočtu f_0, avšak mají zvlněnou charakteristiku. Zvlnění charakteristiky může být 0,5 dB (křivka *3*) až 3 dB (křivka *4*), avšak strmost charakteristiky je od kmitočtu f_0 větší než u Butterworthových filtrů. U Besselových filtrů (křivka *1*) je zajímavá fázová charakteristika, která je lineární v propustném pásmu. Tento filtr je velmi výhodný pro přenos impulsů; u filtrů Butterworthových a Čebyševových vznikají při přenosu impulsů zákmity.



Obr. 44. Kmitočtová charakteristika Butterworthových, Čebyševových a Besselových filtrů

Zapojení DFP a HFP je na obr. 45 a 46. Ze zapojení vyplývá, že operační zesilovač je zapojen jako neinvertující zesilovač, který má velký vstupní a malý výstupní odpor. Odpory R_1 a R_2 mohou být velké (až do stovek kΩ) a proto můžeme zmenšit kapacitu kondenzátorů C_1 a C_2. Zesílení OZ je určeno poměrem odporů R_3 a R_4 ($A_u = 1 + R_3 / R_4$). Jsou-li odpory $R_1 = R_2 = R$, můžeme určit parametry DFP z rovnic:

$$f_0 = \frac{0{,}16\sqrt{\dfrac{1}{C_1C_2}}}{R},$$

$$\alpha = 2\sqrt{C_2/C_1} + (1 - A_u)\sqrt{C_1/C_2},$$

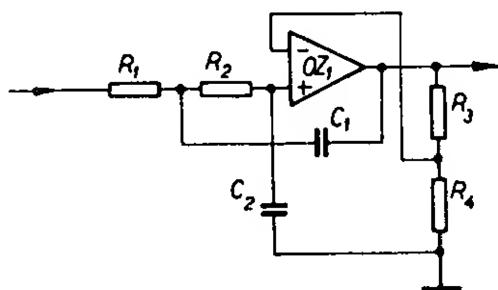
$$A_{uf} = A_u = 1 + \frac{R_3}{R_4}.$$

Je-li dáno f_0, α a A_{uf} a je-li $R_1 = R_2 = R$ a $R_4 = 2R$, můžeme spočítat prvky filtru:

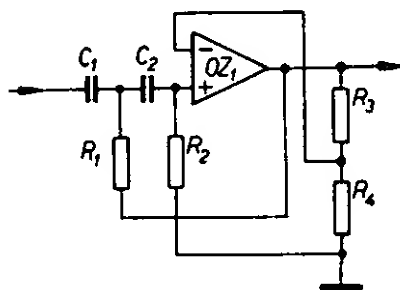
$$C_1 = 0{,}08\,\alpha\,\frac{(1 + \sqrt{(4A_{uf} - 1)/\alpha^2})}{f_0R}$$

$$C_2 = \frac{0{,}025}{f_0^2C_1R^2},$$

$$R_3 = (A_u - 1)R_4.$$



Obr. 45. Zapojení dolní propusti druhého řádu



Obr. 46. Zapojení horní propusti druhého řádu

Kmitočtová charakteristika HFP je symetrická kolem kmitočtu f_0. Parametry HFP lze určit z uvedených vztahů (při $C_1 = C_2 = C$), viz obr. 44

$$f_0 = \frac{0{,}16}{C}\sqrt{\frac{1}{R_1R_2}}$$

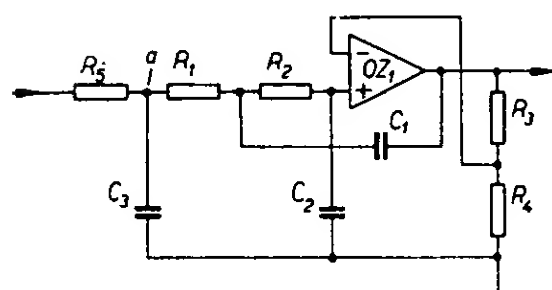
$$\alpha = 2\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + (1 - A_u)\frac{R_2}{R_1}$$

Při zadaných veličinách f_0, α a A_{uf} a při $C_1 = C_2 = C$ můžeme vypočítat R_1 až R_3 z rovnic:

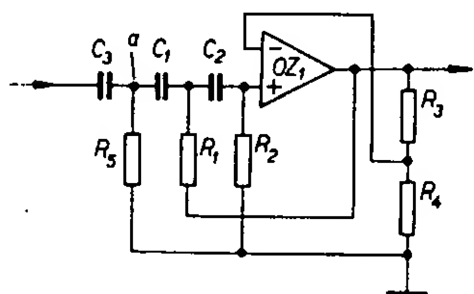
$$R_1 = \frac{0{,}04}{f_0C}(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(A_{uf} - 1)})$$

$$R_2 = \frac{0{,}64}{f_0C\sqrt{\alpha^2 + 8(A_{uf} - 1)}}$$

$$R_3 = (A_u - 1)R_4$$



Obr. 47. Zapojení dolní propusti třetího řádu

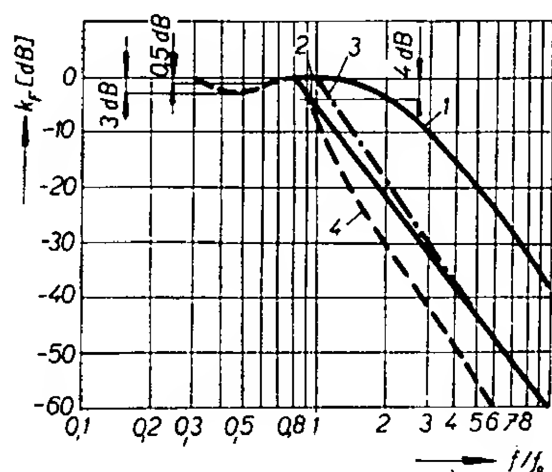


Obr. 48. Zapojení horní propusti třetího řádu

Chceme-li, aby drift na výstupu byl nulový, musí být odpor $R_4 = R_1 + R_2$. K výpočtu filtrů DFP a HFP druhého řádu postačí užít jen f_0 a α. Je-li $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$, pak

$$A_u = 3 - \alpha,\ R = \frac{0{,}16}{f_0C} \text{ nebo } C = \frac{0{,}16}{f_0R}.$$

Strmost kmitočtové charakteristiky DFP a HFP druhého řádu je 12 dB/okt. Chceme-li filtr s větší strmostí, musíme použít filtry vyššího řádu. Filtr třetího řádu dostaneme z filtru druhého řádu připojením obvodů *RC* na vstup. Zapojení DFP a HFP třetího řádu a jejich kmitočtové charakteristiky jsou na obr. 47 až 49 (označení křivek stejné jako na



Obr. 49. Kmitočtová charakteristika propusti z obr. 47

Tab. 1. Činitelé α a k_f pro výpočet filtrů

Parametr	Řád filtru							
	2	3		4		5		
	Počet obvodů							
	1	1	2	1	2	1	2	3
	Besselův filtr							
α	1,73	–	1,45	1,92	1,24	–	1,77	1,09
k_f	1,73	2,32	2,54	3,02	3,39	3,65	3,78	4,26
	Butterworthův filtr							
α	1,41	–	1	1,85	0,76	–	1,62	0,62
k_f	1	1	1	1	1	1	1	1
	Čebyševův filtr (zvlnění 0,5 dB)							
α	1,16	–	0,59	1,42	0,34	–	0,85	0,22
k_f	1,26	0,63	1,07	0,6	1,03	0,36	0,69	1,02
	Čebyševův filtr (zvlnění 3 dB)							
α	0,77	–	0,33	0,93	0,18	–	0,47	0,11
k_f	0,84	0,3	0,92	0,44	0,95	0,18	0,61	0,97

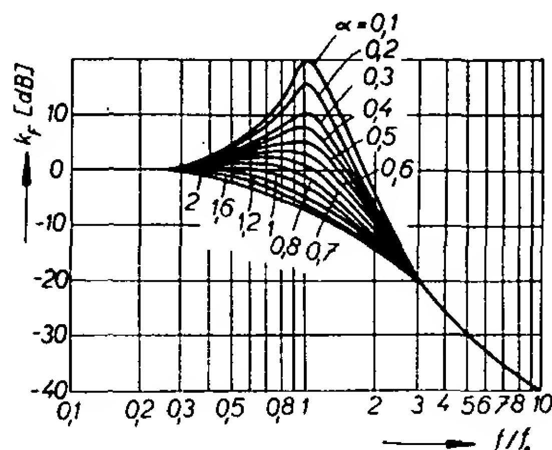
obr. 44). Filtr čtvrtého řádu vznikne složením dvou filtrů druhého řádu. Filtr pátého řádu složením filtru druhého a třetího řádu. Strmost charakteristiky se zvětšuje vždy o 6 dB/okt.

Aktivní filtry až pátého řádu je možno vypočítat s údaji v tab. 1.

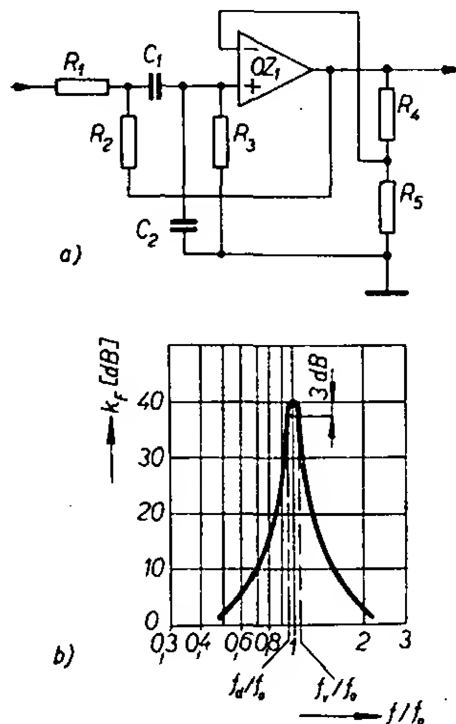
Podle obr. 44 až 49 vybereme požadovaný tvar křivky, určíme řád a tvar filtru. Z tabulky najdeme činitel tlumení α a mezní kmitočet filtru (dostaneme násobením kmitočtu součinitelem k_f). Součástky filtru určíme z rovnic.

Filtr, k jehož konstrukci byly použity součástky s tolerancí menší než ±5 %, nemusíme nastavovat. Jsou-li tolerance součástek větší, musíme filtr na požadovaný kmitočet naladit. Je-li filtr sudého řádu, ladíme jednotlivé filtry druhého řádu na zadané parametry. U filtrů lichého řádu musíme ještě nastavit vstupní obvod *RC*.

Filtr DFP druhého řádu ladíme tak, že odpor R_3 nahradíme proměnným odporem (jehož odpor je 2 až 3krát větší než vypočítaný) a na vstup přivedeme signál o kmitočtu, který je blízký meznímu kmitočtu. Postupně zvětšujeme odpor R_3 a měníme kmitočet vstupního signálu, až dosáhneme výrazného maxima na výstupu filtru (obr. 50). Když se filtr rozkmitá, musíme odpor R_3 zmenšit. Na požadovaný mezní kmitočet nastavíme filtr odpory R_1 a R_2 (oba musí být stejné). Pak zmenšíme odpor R_3 tak, abychom dostali požadovanou kmitočtovou charakteristiku při daném α. Odpor R_3 změříme a nahradíme ho pevným odporem. Podobně nastavujeme HFP, pouze místo odporu R_1 a R_2 měníme kondenzátory C_1 a C_2 (viz obr. 46). Při nastavování filtrů lichého řádu začínáme od obvodu *RC* (R_5, C_3 v obr. 47, 48). Odpor R_5 nahradíme proměnným odporem a voltmetr



Obr. 50. Kmitočtová charakteristika propusti z obr. 48



Obr. 51. Zapojení a charakteristika pásmové propusti

připojíme na výstup členu *RC* (bod a v obr. 47, 48). Při změně odporu R_5 bude v bodě a při nastavení úroveň $0,7 U_{vst}$. Potom tento obvod *RC* odpojíme a ladíme filtr druhého řádu.

Základní zapojení pásmové propusti je na obr. 51a. Činitel jakosti tohoto filtru není větší než 10 a určuje celkové zesílení filtru. Při výpočtu musíme znát Q_{ekv} a f_0. Kondenzátory a odpory filtru volíme tak, aby $R = R_1 = R_2 = R_3$ a $C = C_1 = C_2$. Odpor R vypočítáme z rovnice:

$$R = \frac{0,225}{f_0 C}$$

Aby drift na výstupu byl nulový, pak:

$$R_4 = A_u R,$$

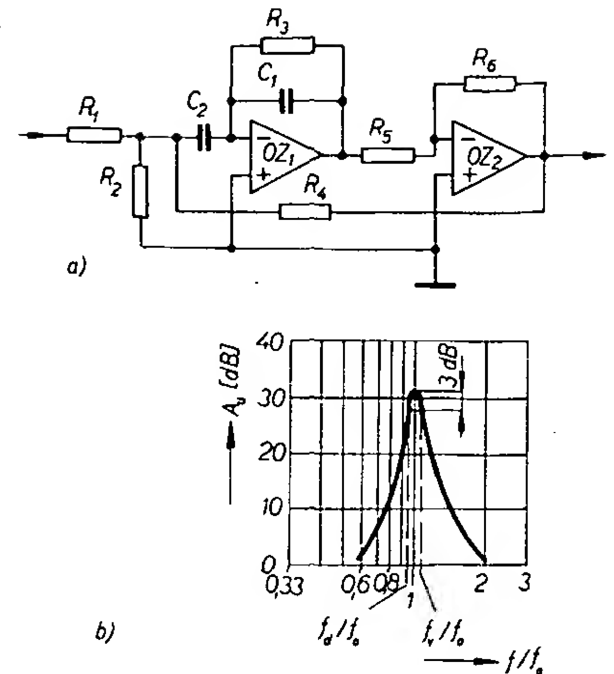
$$R_5 = \frac{A_u R}{A_u - 1}.$$

Parametry filtru vypočítáme z rovnice

$$A_u = \frac{5 - 1,44}{Q_{ekv}}; \quad A_{uf} = 3,5 Q_{ekv} - 1.$$

Na požadovaný kmitočet nastavíme filtr změnou odporu R_3 a požadovanou jakost změnou zesílení (odporem R_4). Kmitočtová charakteristika pásmové propusti z obr. 51a je na obr. 51b.

Větší jakosti filtru je možno dosáhnout (od 10 do 100), použijeme-li zapojení podle



Obr. 52. Zapojení a charakteristika filtru s větším činitelem jakosti

obr. 52a s kladnou zpětnou vazbou z výstupu na vstup přes odpor R_4. Velikost této zpětné vazby je závislá na zesílení A_{u2} OZ a určuje činitel A_{uf} v propustném pásmu filtru; A_u volíme 1 až 10, aby zapojení bylo stabilní. Při výpočtu předpokládáme, že $R_1 = R_3 = R_5 = R$, $C_1 = C_2 = C$. Známe-li jakost Q_{ekv} a kmitočet f_0:

$$R = \frac{0,16 Q_{ekv}}{f_0 C}.$$

Než lze určit odpory R_2, R_4 a R_6, je třeba nejdříve vypočítat zesílení A_{u2}

$$A_{u2} = \frac{A_{uf}}{\sqrt{Q_{ekv}}};$$

$$R_2 = \frac{R}{Q_{ekv} - 1 - \frac{2}{A_{u2} + 1} + \frac{1}{A_{u2} Q_{ekv}}}$$

$$R_4 = \frac{A_u R Q_{ekv}}{2 Q_{ekv} - 1},$$

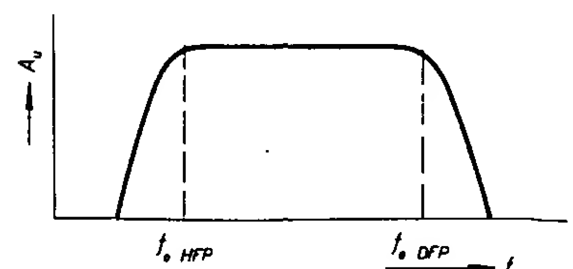
$$R_6 = A_u R.$$

Střední kmitočet f_0 nastavíme odporem R_2 a činitel jakosti změnou zesílení A_{u2}. Kmitočtová charakteristika filtru s jakostí 100 (A_u = 40 dB) je na obr. 52b.

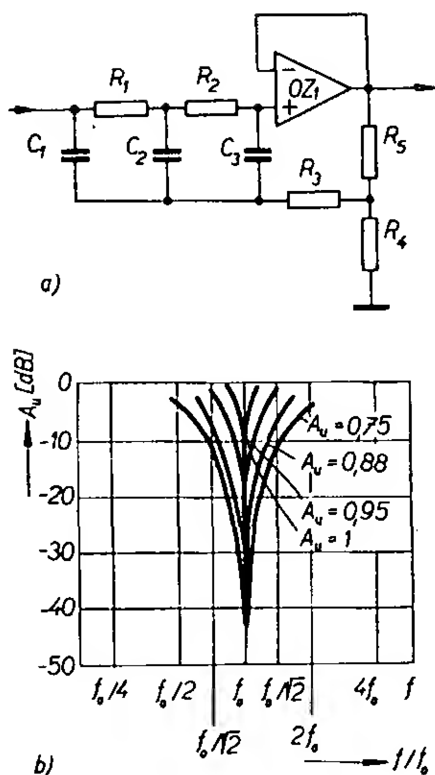
Širokopásmový filtr s plochou kmitočtovou charakteristikou (obr. 53) dostaneme spojením DFP a HFP.

K potlačení kmitočtů v širokém kmitočtovém rozsahu je možno využít paralelně spojených DFP a HFP. Potřebujeme-li však potlačit jen úzké pásmo kmitočtů, použijeme zádrž (ZF), např. podle obr. 54a. Kmitočtová charakteristika je na obr. 54b. Šířka pásma tohoto filtru je závislá na zesílení neinvertujícího zesilovače ($A_u = \frac{R_4}{R_4 + R_5}$), které lze regulovat odpory R_4 a R_5. Při daném f_0 a A_u (vybraném podle obr. 54b) a při $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ je

$$R = \frac{0,28}{f_0 C}; \quad R_3 = \frac{R}{12}.$$



Obr. 53. Širokopásmová propust



Obr. 54. Zapojení a charakteristika pásmové zádrže

Aby nebyl zatěžován operační zesilovač při nepřipojeném signálu, musí být odpory R_4 a R_5 několik kΩ. Během nastavování filtru je nahradíme proměnným odporem 2 až 3 kΩ. Na daný kmitočet filtr naladíme změnou odporů R_1, R_2, nebo kapacity kondenzátorů C_1 a C_2.

Bosij: Elektronické filtry. Energija: Moskva 1956

Funkschau č. 20/78

Přijímací technika

Vícerozsahový přijímač s TCA440

Na obr. 55 je zapojení vícerozsahového přijímače s integrovaným obvodem TCA440 (ekvivalent NDR A244). Přijímač je navržen pro příjem vysílačů v rozsahu středních vln a ve dvou rozsazích krátkých vln. Po změně cívek na vstupu a oscilátoru je možné jeden z krátkovlnných rozsahů nahradit dlouhovlnným.

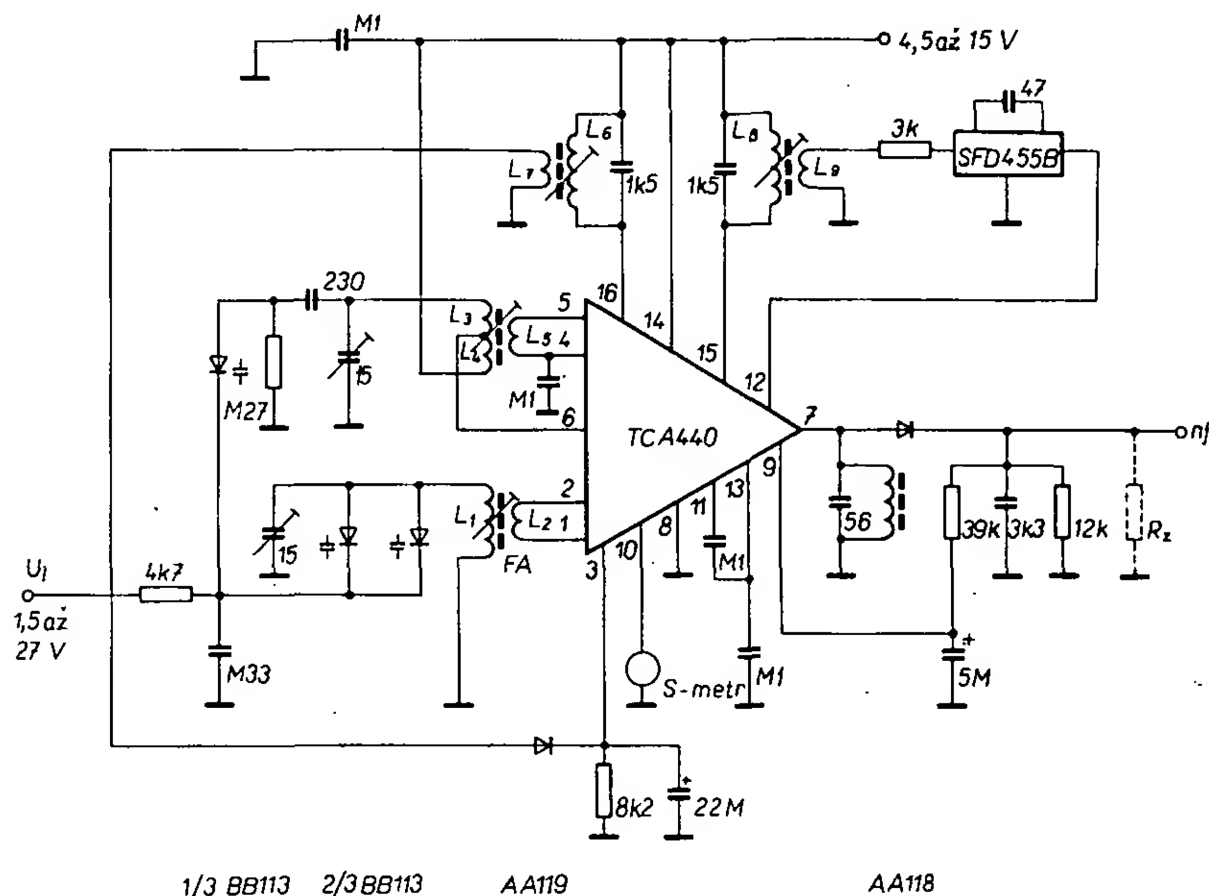
Vstupní signál je přes cívku L_2, L_1 a C_{vst} a L_3 přiveden na vývody *1* a *2*, kam jsou vyvedeny báze aperiodického vf zesilovače. Oscilátor, který je rovněž symetrický, je uvnitř IO propojen se směšovačem; do jeho obvodu patří L_{10}, L_{11}, C_{osc} a C_1. Cívka L_{11} je zpětnovazební. Na vývodu *15* (výstup směšovače) je zapojen jednoduchý mf obvod L_{16}, L_{17}, C_2. Přes vazební cívku a odpor R_2 je navázán keramický filtr SFD455, jehož výstup je připojen na vstup čtyřstupňového symetrického mf zesilovače (vývod 12). Na výstupu tohoto zesilovače (vývod *7*) je detekční obvod s L_{19}, C_3. Nf signál je veden k nf zesilovači a stejnosměrná složka po filtraci a zpoždění na vstup zesilovače AVC a S-metru (vývod *9*). Ze zesilovače AVC jsou regulovány první tři stupně mf zesilovače. Na vývod *10* je připojen S-metr a zároveň přes odpor R_3 regulační obvod zpožděného AVC vf předzesilovače. Na vývodu *14* je vnitřní stabilizátor napětí pro celý IO, takže TCA440 může pracovat v rozsahu napájecích napětí 4,5 až 15 V. Oscilační napětí na vývodu 5 má být asi 100 až 150 mV.

Abychom se při návrhu plošných spojů vyvarovali nepříjemností (zejména zakmitávání v rozsahu krátkých vln), nesmíme vytvořit zpětnovazební smyčky a „horké" konce cívek nesmí být vedle sebe. Toto platí zejména při použití varikapů.

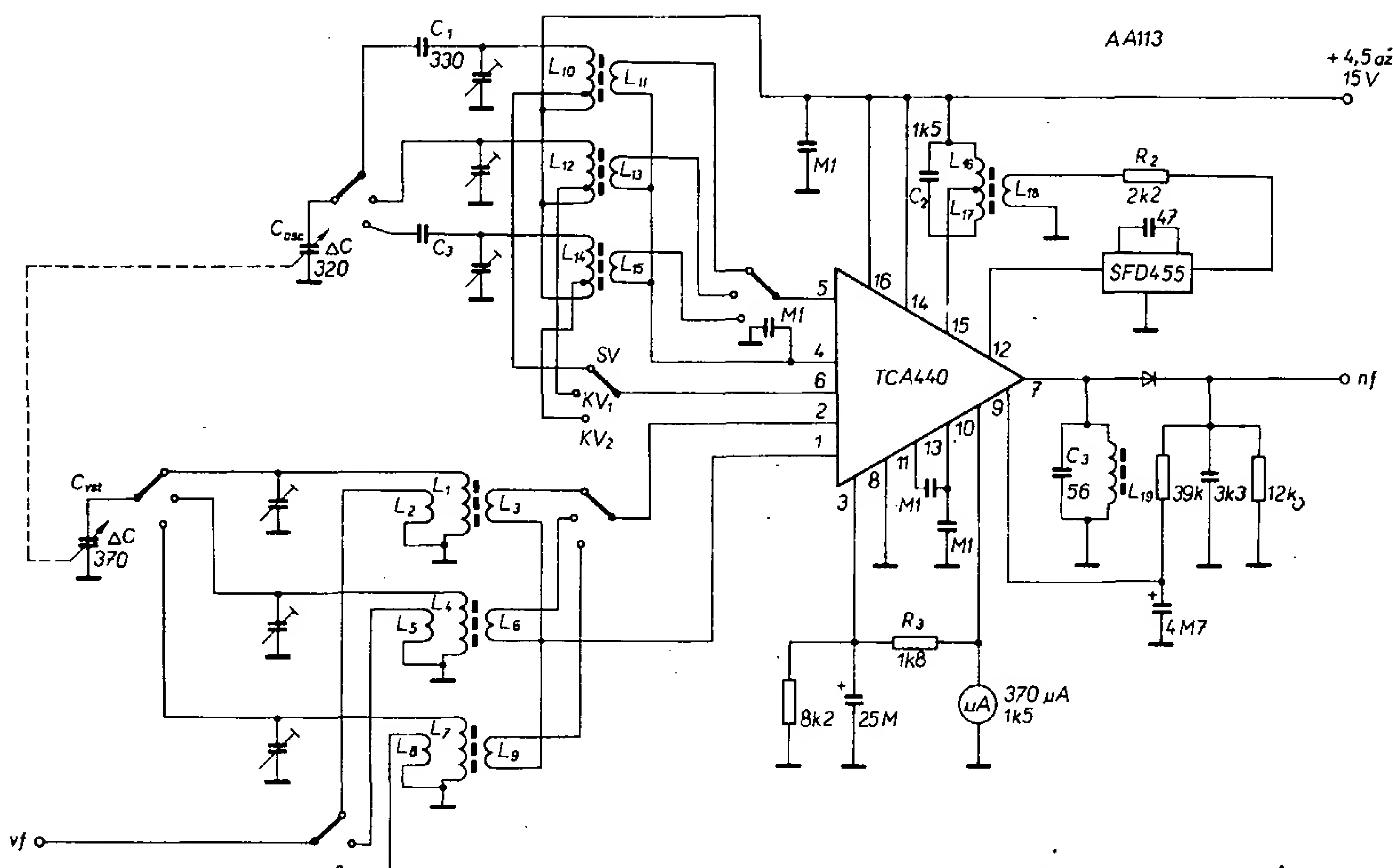
Siemens Schaltbeispiele 1975/76

Středovlnný přijímač laděný varikapy

Integrovaný obvod° TCA440 (A244 z NDR) je určen pro přijímač AM (obr. 56) s napájením ze sítě nebo z baterií. Vzhledem k jeho výborným vlastnostem může být mezivrcholové napětí na vstupu IO až 2,6 V, aniž by byl signál zkreslen. Multiplikativní směšovač pracuje v protitaktním zapojení, takže nežádoucí produkty jsou silně potlačeny. Oscilátor kmitá spolehlivě až do 30 MHz. Vf zesilovač a mf zesilovač mohou být regulovány, každý samostatně a celkový rozsah AVC je asi 100 dB. Pronikání mf kmitočtu na vstup je vzhledem k přísně symetrické stavbě celého obvodu vyloučeno. Napětí



Obr. 56. Středovlnný přijímač s TCA440 laděný varikapy



Obr. 55. Zapojení rozhlasového přijímače AM s několika rozsahy s IO TCA440 (A244)



Obr. 57. Krátkovlnný přijímač s dvojím směšováním

AVC mf zesilovače je využito pro S-metr (vnitřní odpor asi 400 Ω, napětí až 600 mV).

Oproti zapojení na obr. 55 je k vývodu *16* (výstup směšovače) připojen detekční obvod, který je naladěn na 455 kHz. Usměrněné napětí je použito jako AVC pro vf zesilovač. V zapojení jsou tedy dva obvody AVC. Jeden řídí mf zesilovač a druhý vf předzesilovač.

Siemens Schaltbeispiele 1975/76.

Krátkovlnný přijímač s dvojím směšováním

Přijímače, které jsou na současném trhu, mají obvykle jednak krátkovlnný rozsah rozdělen do několika pásem, jednak laděný vstupní obvod a směšovač řízený napětím AVC. I když se použije pásmová propust, je dosažená selektivita ve srovnání a šířkou pásma krátkovlnných rozsahů malá. Proto nežádané vysílače lze jen velmi těžko odladit a kromě toho vzniká v předzesilovači nebo v prvním směšovači křížová modulace. Regulace předzesilovače nepřináší žádné výhody a zesilovač se chová stejně, jako by tato regulace nebyla dokonalá.

Použijeme-li k regulaci široké pásmo před prvním směšovačem, při příjmu slabého vysílače a současně přítomném silném vysílači v daném pásmu mizí slabý vysílač v šumu. Odvodíme-li regulaci z místa za mf obvodem, pak nevznikne žádné regulační napětí a rušivý vysílač přebudí předzesilovač a směšovač (vznikne křížová modulace). Zlepšovat selektivitu je obtížné, neboť jakost cívek je konečná. Jedinou cestou je zlepšit rozsah dynamiky zpracování signálu v předzesilovači a v prvním směšovači. Obvody přijímače s velkým rozsahem dynamiky zpracování signálu jsou na obr. 57.

Selektivita v daném pásmu je před prvním směšovačem určena dvěma pásmovými propustmi, které jsou od sebe odděleny neregulovaným tranzistorem BF324. Tento tranzistor pracuje v zapojení se společnou bází, čímž je dosaženo velké odolnosti proti přebuzení a navíc vyrovnává i ztráty zisku, způsobené pásmovými propustmi. V prvním směšovači je použit IO SO42P. Vysokofrekvenční signál je přiveden na bázi tranzistorů zdrojů konstantního proudu a mezi emitory těchto tranzistorů je zapojen linearizační zpětnovazební odpor. Tento odpor určuje stupeň odolnosti směšovače oproti velkým signálům. Zpětnovazební odpor nesmí být velký, aby se nezvětšoval šum směšovače, jinak by bylo třeba zvětšit zesílení předzesilovače.

Napětí z odděleného oscilátoru je přivedeno do bází diferenčních zesilovačů směšovače. Tyto tranzistory pracují jako spínače a jsou odolné proti vzniku zkreslení. Za směšovačem je zapojen čtyřobvodový filtr jako první mf selektivní obvod. Jako druhý mf zesilovač a směšovač pracuje TCA440. Tranzistory BF324 a BF451 by bylo možno nahradit KF173 nebo KF525, SO42P dvěma MAA3006 a TCA440 obvodem A244 z NDR. Varikap BB103 můžeme nahradit KA213.

Siemens Schaltbeispiele 1975/76

Vstupní díl VKV s TDA1062 laděný varikapy

Hlavním cílem při vývoji TDA1062 bylo dosáhnout vlastností, které by splňovaly požadavky, které jsou kladeny na rozhlasové přijímače vyšších jakostních skupin, napájených ze sítě nebo z autobaterie. Hlavní požadavky je možno shrnout do těchto bodů:

- odolnost proti vlivům velkých vstupních signálů a to i při velkém zesílení,
- použití varikapů,
- dodržení meze rušivých napětí,
- nízká výrobní cena.

Z těchto požadavků vyplývají konkrétní obvodové vlastnosti, které musí přijímač splňovat, jako:

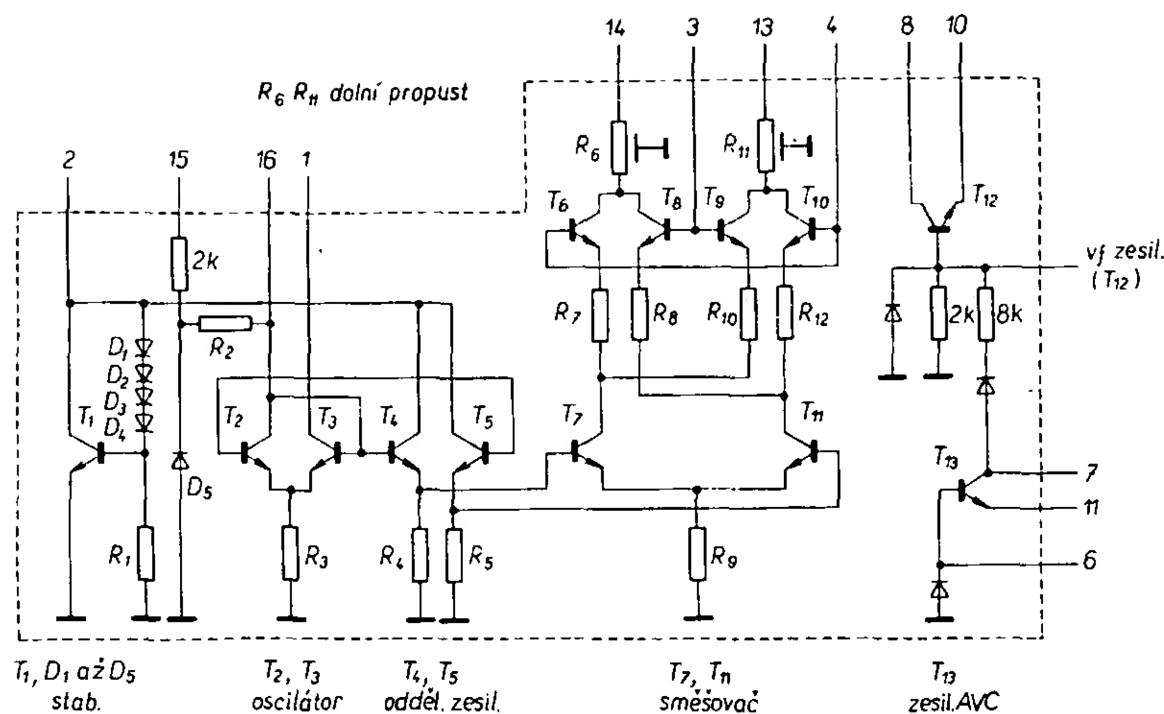
- vf předzesilovač a směšovač s velkým rozsahem dynamiky,
- stabilita oscilátoru vzhledem k vlivům vstupního signálu a při změnách napájecího napětí,
- řešit obvody na čipu tak, aby se vzájemně nerušily,
- zapojení musí redukovat „periferní" vlivy, zejména vlivy způsobené použitím varikapů.

Požadovaným vlastnostem vyhovuje zapojení IO podle obr. 58. Podstatným znakem koncepce IO je:

a) vf předzesilovač je v zapojení se společnou bází s velkým kolektorovým proudem, aby se dosáhlo velké odolnosti vůči vlivu velkého vstupního signálu,

b) je použit protitaktní symetrický směšovač, aby byl vyloučen vliv přijímaného signálu na kmitočet oscilátoru,

Obr. 58. Blokové schéma IO TDA1062



Obr. 59. Vnitřní zapojení TDA1062

c) oscilátor má malý výstupní výkon, aby byly zmenšeny dynamické změny varikapů, použitých pro ladění,
d) pracovní body oscilátoru, oddělovacího zesilovače a směšovače jsou stabilizovány, aby byl redukován vliv napájecího napětí na kmitočet oscilátoru,
e) dolní propust na výstupu směšovače zmenšuje vyzařování rušivých signálů,
f) vf předzesilovač je stabilní a odolný proti nakmitávání,
g) je použit regulační zesilovač, určený k řízení diody PIN, která reguluje vstupní signál.

Na obr. 59 je vnitřní zapojení TDA1062, který lze až do kmitočtu 200 MHz použít i jako fázový usměrňovač, modulátor a konvertor.

Při návrhu celkové koncepce bylo přihlíženo zvláště k možnosti ladit obvody varikapy, které se dnes stále více používají. Aby bylo dosaženo zadaného cíle, bylo nutno vyzkoušet nové zapojení pro ovládání varikapů:
- zmenšit ladicí napětí, aby i při malém napájecím napětí (např. v přijímačích do auta) nebylo nutno použít měnič napětí,
- zjednodušit ladění jednotky a zmenšit požadavky na souběh varikapů.

Předpokládá se, že pro ladění budou použity varikapy s ochuzeným přechodem p-n. Technologie těchto varikapů je dnes již velmi dobře zvládnuta, takže lze velmi snadno dosáhnout souběhu mezi jednotlivými obvody. Použitá koncepce zapojení je na obr. 60. V zapojení je paralelně k laděným obvodům připojen kondenzátor s co nejmenší kapacitou (popř. stačí kapacita spojů, cívek). Obvody se slaďují nikoli obvykle používanými kapacitními trimry, ale změnou ladicího napětí trimry (P_I, P_{II}, P_{III}). Tím je splněn požadavek „zmenšit potřebné ladicí napětí". Trimry jsou zapojeny mezi běžec a zemní konec ladicího potenciometru, proto je vyloučen vliv jejich nastavení, zejména při příjmu na spodním konci přijímaného pásma. Je zřejmé, že není již potřebné žádné opětovné doladění. Tím je splněn i druhý požadavek.

Jak je zřejmé z obr. 60, je v podstatě možné použít pro dva laděné obvody jeden dvojitý varikap, přičemž kapacitní doladění je pro oba obvody společné.

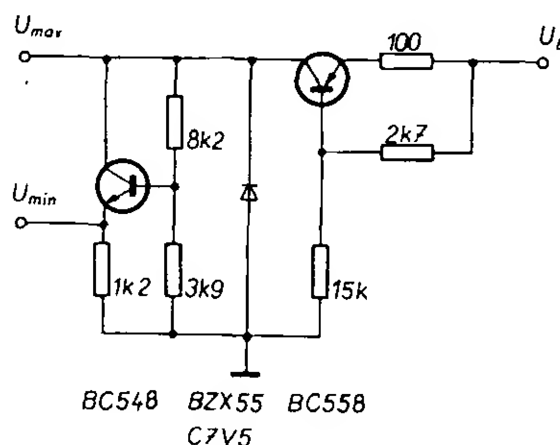
Hlavními předpoklady pro použití daného způsobu ladění jsou:
- malá paralelní (rozptylová) kapacita C_p vzhledem k celkové kapacitě,
- malá amplituda střídavého napětí na varikapech, aby nenastaly dynamické změny kapacity varikapu,
- kompenzace teplotní závislosti kapacity varikapů a dalších teplotně závislých součástek (kondenzátorů, odporů, cívek), aby byl vyloučen teplotní vliv ladicího napětí.

Předpoklad malé amplitudy střídavého napětí je v TDA1062 splněn, neboť i při malé úrovni oscilačního napětí je velký rozsah regulace zesílení.

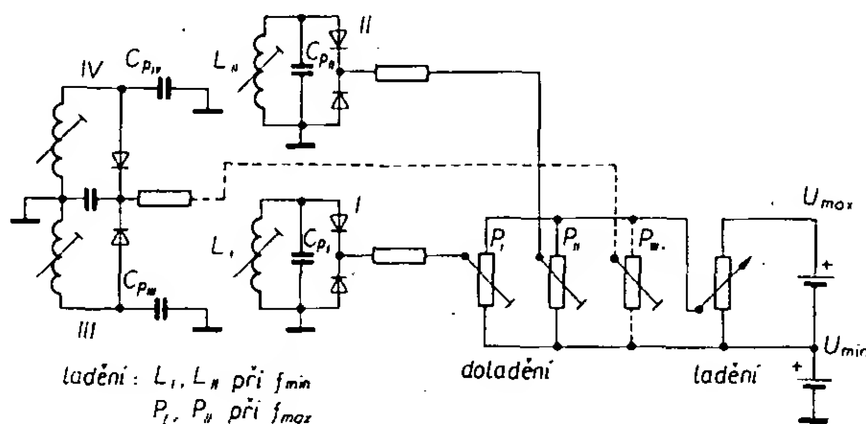
Při kompenzaci teplotní závislosti musí zejména stabilizátor ladicího napětí mít potřebný průběh teplotních změn. Takové zapojení lze realizovat v dalším integrovaném obvodu, který může plnit i další požadavky.

Na obr. 61 je zapojení jednoduchého stabilizátoru ladicího napětí, z něhož je odebíráno minimální a maximální ladicí napětí s potřebným teplotním koeficientem, kterým se kompenzuje teplotní koeficient laděných obvodů.

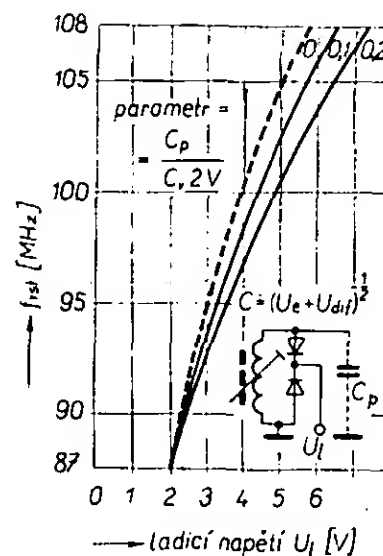
Vypočítaný a změřený průběh rezonančního kmitočtu na ladicím napětí při použití varikapů s ochuzeným přechodem p-n (BB104, BB204) je na obr. 62. Při použití dvojitých varikapů BB204 a při použití TDA1062 je možno dosáhnout poměru $C_p/C_{V(U_{max})} = 0,2$.



Obr. 61. Stabilizátor ladicího napětí



Obr. 60. Nový způsob ladění varikapy



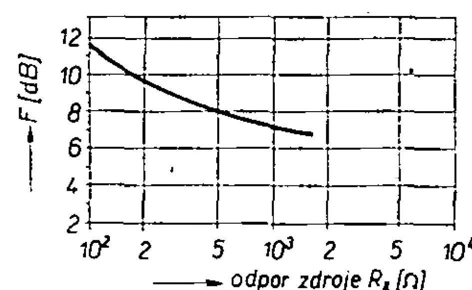
Obr. 62. Závislost rezonančního kmitočtu na ladicím napětí

Vf předzesilovač T_{12} (viz obr. 59) může pracovat jen v zapojení se společnou bází. Pracovní bod je nastaven děličem napětí 2 kΩ/8 kΩ. Kolektorový proud je určen rovnicí:

$$I_C(T_{12}) = \frac{U_B - 4,8}{R_{7/15}} - 0,35 \text{ mA},$$

kde U_B je napájecí napětí a odpor $R_{7/15}$ je vnější odpor mezi vývody 7 a 15 IO.

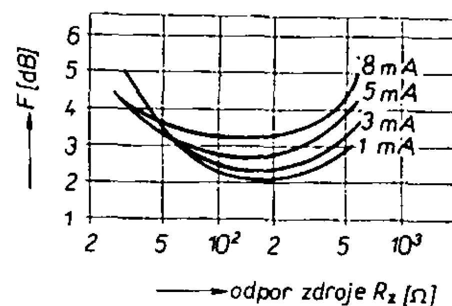
Šumové vlastnosti tranzistoru T_{12} při různých provozních podmínkách jsou na obr. 63. Šumové přizpůsobení má charakter volně navázané indukčně řízené impedance. Pro praxi z toho vyplývá, že vstupní obvod nesmí být navázán kapacitně.



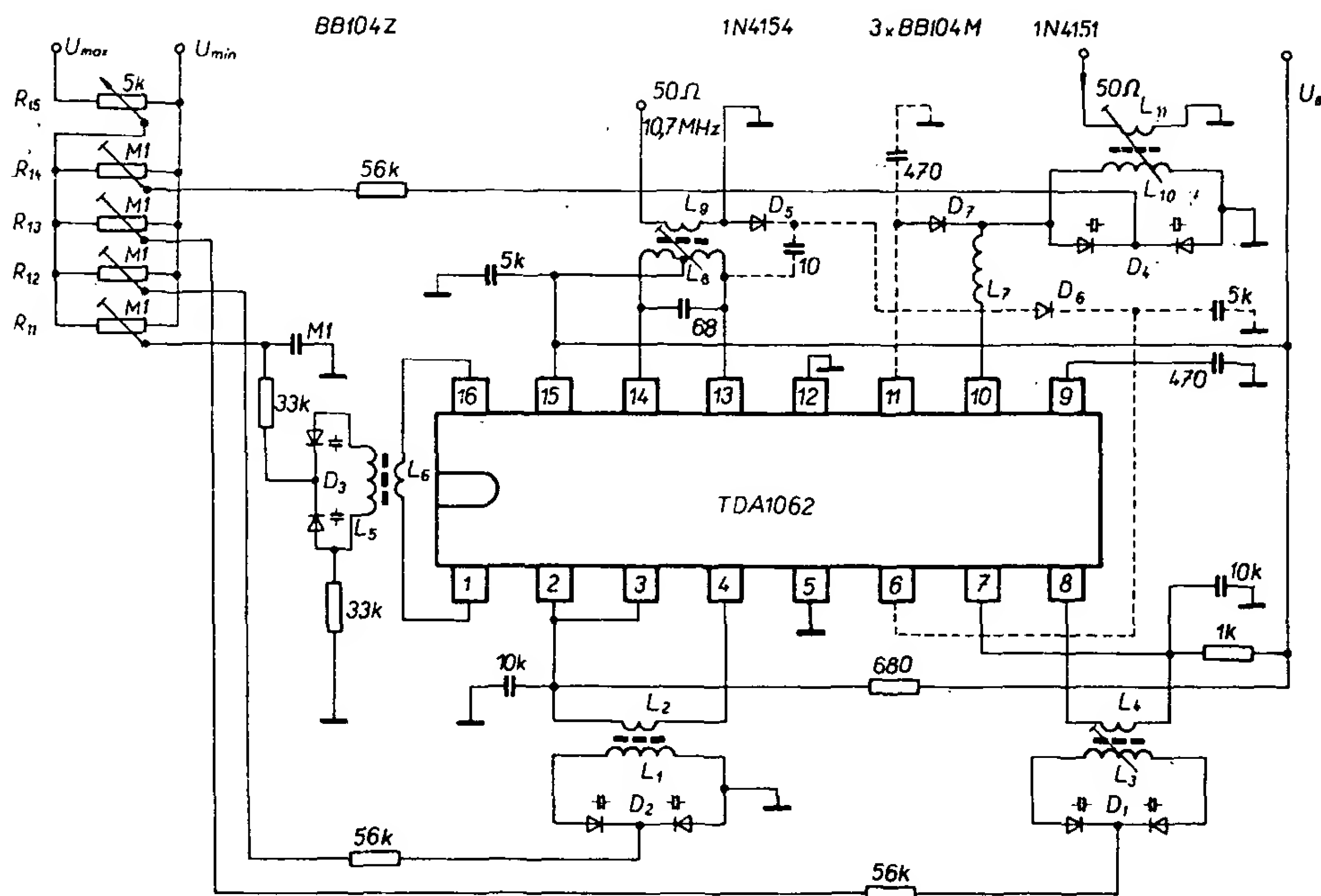
Obr. 63. Závislost šumového čísla na odporu zdroje vf předzesilovače

Pracovní bod směšovače je stabilizován proti změnám napájecího napětí vnitřním stabilizátorem a celkový proud směšovače je 10 mA. Napětí na vstupních svorkách (vývody 3 a 4) je nastaveno propojením s vývodem 2. Šumové vlastnosti směšovače jsou na obr. 64.

Na obr. 65 je zapojení vstupního dílu VKV, které využívá výše uvedeného způsobu ladění a regulace vstupního signálu diodou PIN. Regulační proud pro diodu PIN (D_7) je získán usměrněním napětí mf kmitočtu diodami D_5 a D_6 z cívky L_8, které je přes vývod 6 přivedeno do vnitřního regulačního zesilovače, na jehož výstup (vývod 11) je dioda D_7



Obr. 64. Závislost šumového čísla na odporu zdroje směšovače



Obr. 65. Zapojení jednotky VKV s TDA1062

připojena. Aby byl vykompenzován teplotní koeficient laděných obvodů při rezonanci, musí mít ladicí napětí U_{tmin} a U_{tmax} kladný teplotní koeficient. Vstupní díl se na dolním kmitočtu ladí jádry cívek a na horním kmitočtu odporovými trimry R_{11} až R_{14}. Opakované doladění již není potřebné. Aby byl oscilátor stabilní, musí být vazba mezi cívkami L_5 a L_6 co největší. Přetransformovaný rezonanční odpor mezi vývody *1* a *16* IO musí být větší než 0,8 kΩ. Aby byl omezen vliv vstupního signálu na oscilátor, je nutné, aby cívka oscilátoru byla umístěna v krytu.

Parametry vstupního dílu VKV s TDA1062

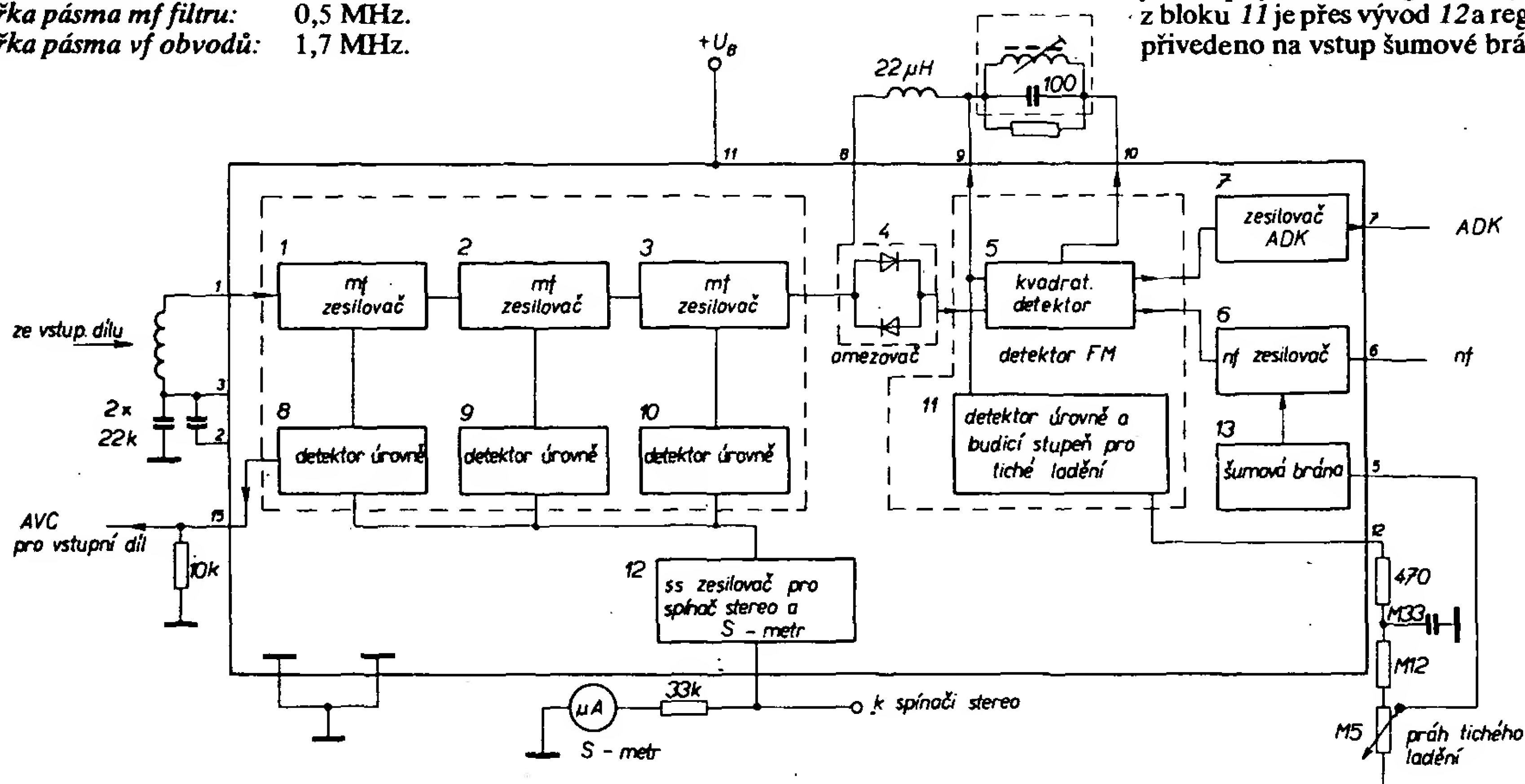
Měřeno při:
$t_{okolí}$ = 25 °C, U_B = 10 V, f_{vst} = 95 MHz, R_g = 50 Ω, R_{mf} = 50 Ω.

Odběr proudu ze zdroje:	30 mA.
Kmitočtový rozsah:	88 až 108 MHz.
Mf kmitočet:	10,7 MHz.
Ladicí napětí:	2 až 7,5 V.
Výkonový zisk:	28 dB.
Šumové číslo:	6 dB.
Šířka pásma mf filtru:	0,5 MHz.
Šířka pásma vf obvodů:	1,7 MHz.
Zrcadlová selektivita:	80 dB.
Potlačení mf kmitočtu:	100 dB.
Potlačení kmitočtů f_{vst} + 1/2 f_{mf}:	90 dB.
Odchylka oscilátoru při 0 dB vstupního výkonu:	2 kHz.
Změna zesílení mezi 88 až 108 MHz:	1,5 dB.

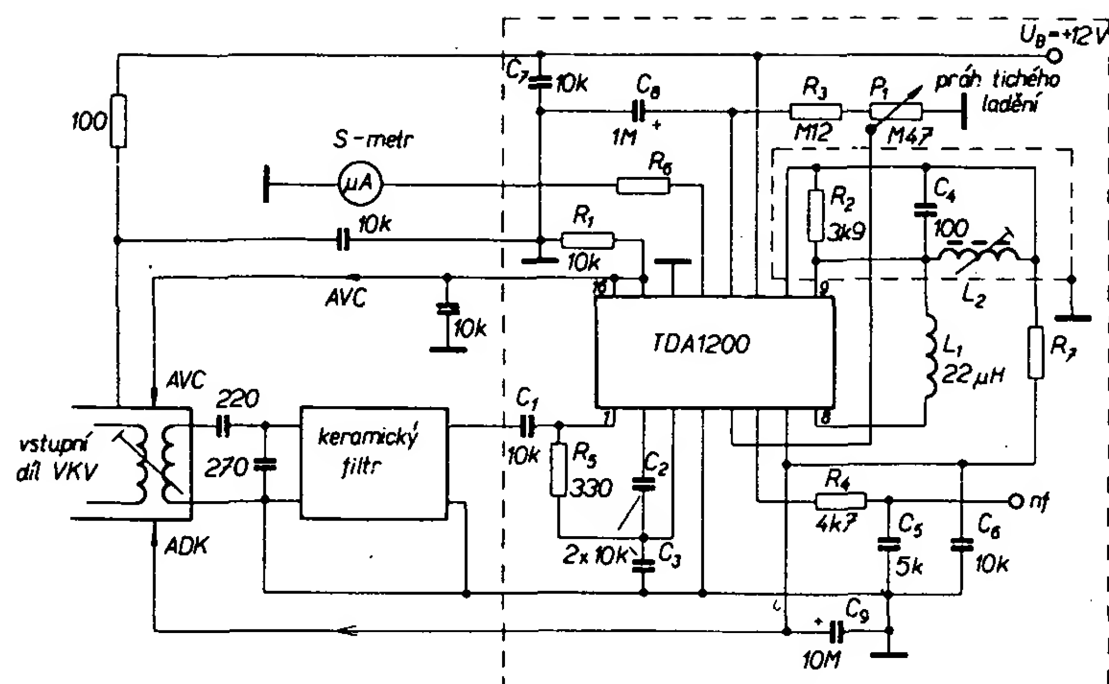
Radiomentor elektronic č. 6/77
Firemní literatura Telefunken

Mf zesilovač FM s pomocnými obvody

V současné době se kromě obvodů určených převážně pro zpracování zvukového doprovodu v TV přijímačích (např. TAA661, TBA120) vyrábí v zahraničí i několik typů obvodů, které jsou doplněny pomocnými obvody (např. šumovou branou, S-metrem, AVC), určených speciálně pro zpracování mf signálu v rozhlasových přijímačích VKV. Jedním z těchto obvodů je i obvod TDA1200, fy SGS (CA3089 fy RCA), který má být vyráběn v MLR. Na obr. 66 je blokové schéma tohoto obvodu, který má 85 tranzistorů, 7 diod, 68 odporů a 14 kondenzátorů. Vstupní signál je zesílen a omezen třístupňovým mf zesilovačem a dále omezen dvěma antiparalelně zapojenými diodami (stupeň *4*). Z výstupu diod je signál veden do kvadraturního demodulátoru (*5*), který zpracovává dva o 180° otočené signály. Na výstup demodulátoru je připojen jednak zesilovač ADK (*7*) a jednak zesilovač nf signálu (*6*). Stejnosměrného napětí ADK je využito k doladění oscilátoru vstupního dílu. Mf signál je usměrňován čtyřmi úrovňovými detektory. Výstupní napětí z prvních tří detektorů (*8, 9, 10*) je sečteno a zesíleno stejnosměrným zesilovačem (*12*). Výstupní napětí z tohoto zesilovače je přivedeno jednak na S-metr a jednak je jím ovládán přepínač mono-stereo v dekodéru. Napětí AVC pro tuner je k dispozici jedině tehdy, je-li signál omezován již prvním mf zesilovačem (*1*). Čtvrtý detektor úrovně (*11*) analyzuje napětí na vstupu kvadraturního detektoru podle poměru signál-šum a vyhodnocuje jakost přijímaného signálu. Výstupní napětí z bloku *11* je přes vývod *12* a regulační obvod přivedeno na vstup šumové brány (*13*). Bod

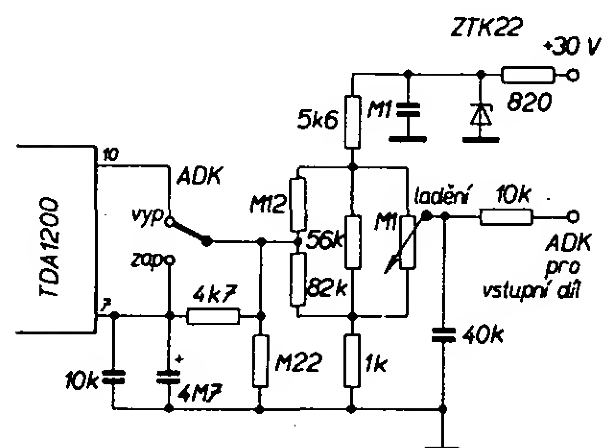


Obr. 66. Blokové schéma TDA1200 (μA3089PC v MLR)



Obr. 67. Mf zesilovač s TDA1200

nasazení šumové brány lze řídit potenciometrem. Nastavené napětí je přivedeno na vstup spínače šumové brány, který při slabém nebo žádném vstupním signálu uzavře nf zesilovač (*6*).



Obr. 68. Obvod ADK a ladění varikapy v jednotce VKV

Tento integrovaný obvod lze použít jak pro kvalitní rozhlasový přijímač, tak i pro amatérský přijímač pro pásmo 2 m. Na obr. 67 je zapojení jednoduchého mf zesilovače s TDA1200. Pro S-metr může být použit ručkový přístroj 50 µA až 1 mA. (Maximální proud z vývodu *6* proti zemi je 3 mA.) Odpor R_7 je závislý na použitém zapojení ADK ve vstupním dílu. Mezi vývod 7 a odpor R_7 můžeme zapojit mikroampérmetr (±200 µA), který pak indikuje „průchod" kvadraturního detektoru nulou. Paralelně k mikroampérmetru musí být připojen keramický kondenzátor 22 nF. Detekční cívka je navržena tak, aby ji bylo možno naladit jak na kmitočet 10,7 MHz, tak na kmitočet 9 MHz. Odpor R_2 a kondenzátor C_4 (styroflex) jsou uvnitř krytu.

Kondenzátory C_8, C_9 jsou tantalové a ostatní jsou keramické. Vstupní citlivost mf zesilovače je velmi závislá na jakosti vf tlumivky L_1 (měla by být asi 50). Tlumivky navinuté na malých odporech jsou nevhodné. Touto tlumivkou, jejíž vlastní rezonance je mezi 20 až 25 MHz, můžeme zlepšit vstupní citlivost až o 10 dB; nahradíme-li ji kondenzátorem 12 pF, zvětší se vstupní citlivost o 6 dB, jak to vyplývá z tabulky.

Kmitočtový zdvih při f_{mod} = 1 kHz	Citlivost (efekt.) pro −3 dB před omezením		Nf efektivní napětí pro omezení bez odporu R_2	
	s L_1	s C	s L_1	s C
5 kHz			70 mV	88 mV
Amatérská pásma 25 kHz, 75 kHz	25 µV	13 µV	725 mV	725 mV
Rozhlasové pásmo			890 mV	890 mV

Na vstup tohoto mf dílu se připojuje vstupní díl VKV se ziskem 20 dB nebo více. Jsou-li v tomto vstupním dílu použity varikapy, které potřebují stabilní ladicí napětí, můžeme, avšak nemusíme varikapy řídit napětím ADK. Na obr. 68 je zapojení k získání stabilního ladicího napětí. Ladicí napětí je stabilizováno teplotně kompenzovanou Zenerovou diodou.

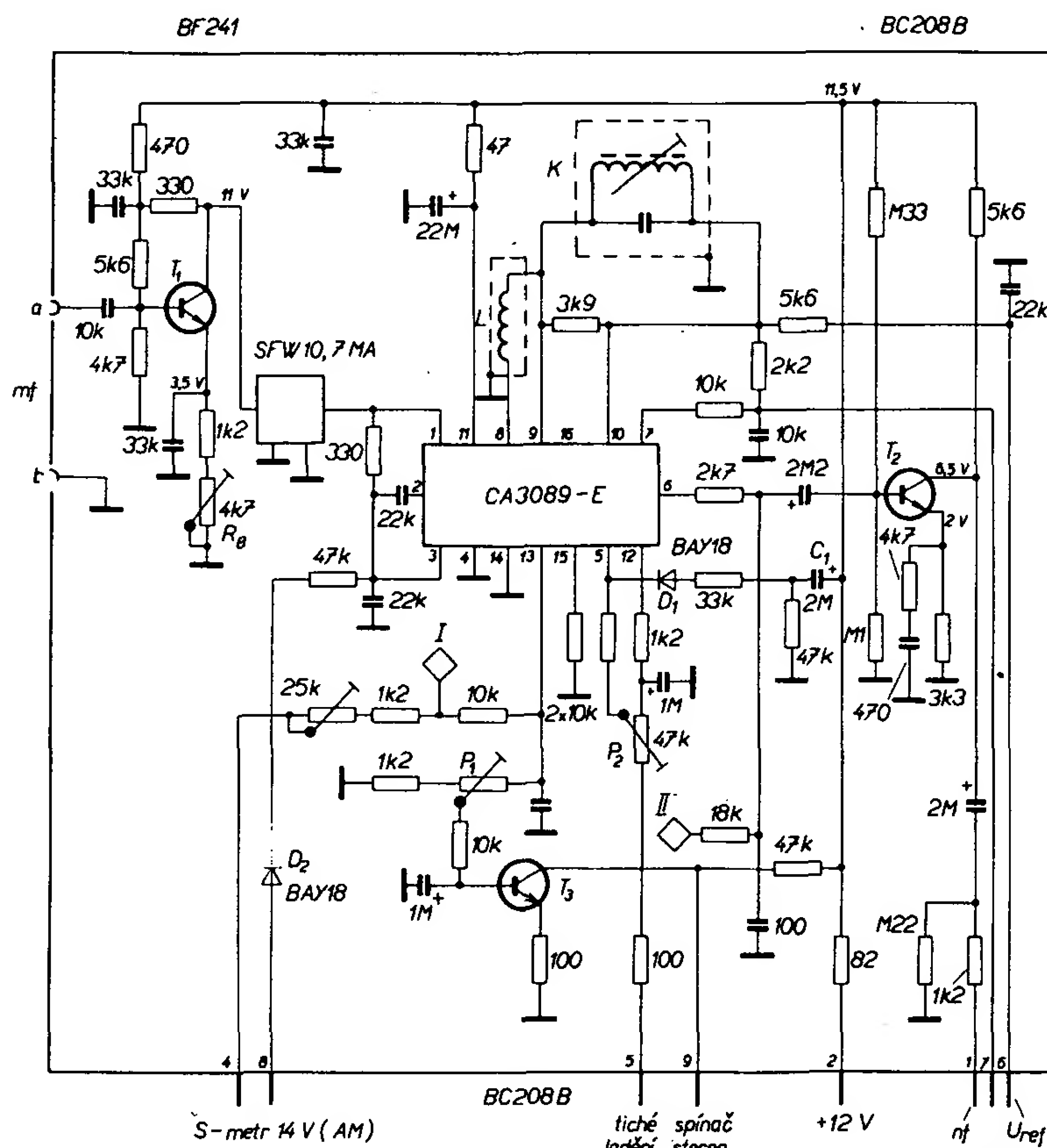
Selektivita je získána keramickým filtrem ($R_{vst} = R_{výst}$ = 330 Ω, obr. 67), zapojeným mezi výstup vstupního dílu VKV a vstup mf zesilovače, který je k výstupu vstupního dílu přizpůsoben kapacitním děličem napětí. Útlum filtru v propustném pásmu je 6 dB.

Na obr. 69 je zapojení mf dílu fy Görler 02381. Mf signál je přes vývody *a-b* přiveden na vstup aperiodického zesilovače T_1. Zesílený signál je přes čtyřobvodový keramický filtr přiveden na vstup CA3089E (TDA 1200). Fáze se o 90° (je to třeba pro funkci kvadraturního demodulátoru) posouvá cívkou L a obvodem K. Multiplexní signál je po zesílení tranzistorem T_2 přiveden na vývod *1*. Mezi vývody *6–7* lze připojit (přes odporový trimr 10 kΩ) mikroampérmetr (200 µA), který indikuje průchod signálu nulou.

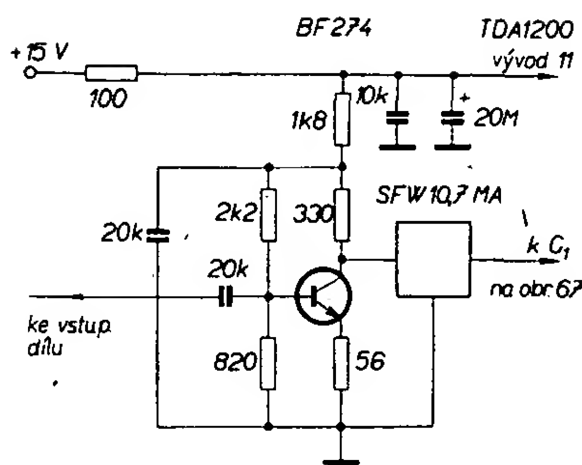
Aby byl potlačen šum při zapnutí, je přes diodu D_1 přivedeno na vývod *5* IO kladné napětí, které zpozdí připojení nf napětí na výstup. Výstup je tak dlouho zablokován, odkud se nenabije kondenzátor C_1. Napětí pro S-metr je získáno ze součtového stupně (rozsah indikace je asi 60 dB).

Tranzistor T_3 je zapojen jako spínač mono-stereo pro dekodér, který je řízen z výstupu S-metru, takže úroveň jeho sepnutí je závislá na přijímaném signálu. Na vývodu *9* je pak napětí 1,4 V. Odporovým trimrem P_1 můžeme tuto úroveň měnit. Změnou kladného napětí na vývodu *5* IO můžeme měnit výstupní napětí na vývodu *6* IO. Na vývodu *12* IO je stejnosměrné napětí závislé na přijímaných šumech, kterého je využito pro automatickou šumovou bránu (signál vyveden na vývod *6* IO). Úroveň sepnutí šumové brány můžeme řídit potenciometrem P_2.

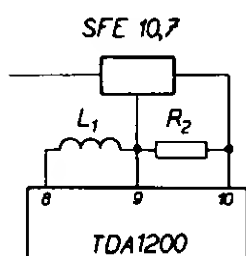
Amaterské přijímače pro pásmo 2 m musí mít oproti rozhlasovým přijímačům lepší citlivost i selektivitu. Proto je nf zesilovač z obr. 67 doplněn mf předzesilovačem, který má na výstupu keramický filtr SFW10, 7MA. Pro přizpůsobení je nutné, aby kolektorový odpor byl 330 Ω. Je-li emitorový odpor 56 Ω, má tranzistor zesílení 6. Zmenšením zpětné vazby v emitoru lze zesílení zvětšit na 10 až 20. Amatéři nahrazují keramické filtry krystalovými, které mají lepší selektivitu a menší šířku pásma (asi 20 až 25 kHz), vstupní a výstupní impedanci 500 Ω. V takovém případě je třeba kolektorový odpor na obr. 70 a odpor R_5 na obr. 67 zvětšit na 500 Ω. Připojíme-li vstupní díl se ziskem 26 dB, pak citlivost přijímače je 0,1 µV a k omezení dojde při 0,2 µV.



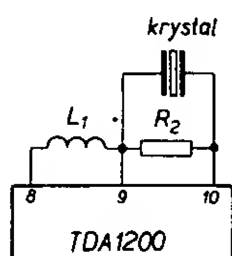
Obr. 69. Mf zesilovač Görler 02381



Obr. 70. Mf předzesilovač k TDA1200



Obr. 71. Detektor s keramickým filtrem

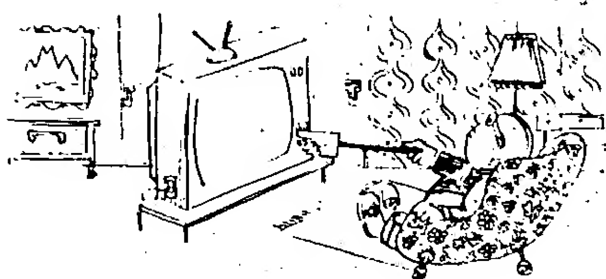


Obr. 72. Detektor s krystalem

V amatérských přijímačích se snažíme dosáhnout co nejlepšího poměru signál–šum, abychom mohli přijímat i velmi slabé signály. Při zdvihu 5 kHz je i výstupní nf napětí menší než při zdvihu 75 kHz. Aby i nf napětí bylo co největší, musí být S-křivka kvadraturního demodulátoru co nejstrmější, proto musí být jakost obvodu L_2 co největší. Odpor 3,9 kΩ v obr. 69 se proto v amatérských přijímačích vypouští.

Maximální jakosti můžeme dosáhnout, nahradíme-li obvod L_2 keramickým filtrem (obr. 71), nebo krystalem (obr. 72). Na obr. 71 lze vypustit odpor R_2. V obvodu s krystalem je tento odpor nutný, neboť i při zdvihu menším než 1 kHz by se mohla posouvat demodulační křivka. V obou případech musíme použít tlumivku L_1. Při použití krystalu nebo keramického filtru v demodulačním obvodu dojde ve spojení s cívkou L_1 k posuvu jmenovitého kmitočtu krystalu nebo krystalového filtru. Připojíme-li mezi vývod 6 IO a zem odpor 27 kΩ, pak zapojení může pracovat již při 5 V.

Funkschau č. 9/75, firemní literatura Görler

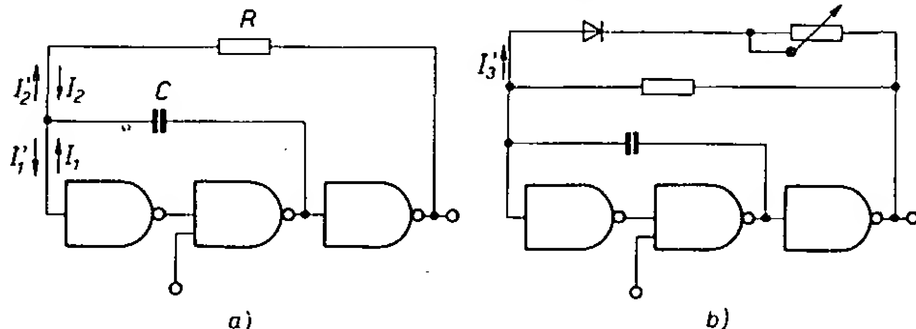


Různě aplikovaná elektronika

Astabilní multivibrátor se střídou 1:1

V běžně zapojených astabilních multivibrátorech (s obvody TTL), zapojených podle obr. 73a, není možné dosáhnout střídy 1:1, protože je-li na výstupu A úroveň log. 0, nabíjí se kondenzátor C proudem $I_2 + I_1$, a je-li na A úroveň log. 1, vybíjí se kondenzátor C proudem $I'_2 + I'_1$. Proud $I'_1 < I'_2$ a proto také jsou i různé doby nabití a vybití kondenzátoru. V obvodě na obr. 73b je proto zaveden proud I'_3. Pak lze nastavit stejný proud při nabíjení i vybíjení kondenzátoru C a tím i střídu 1:1.

Elektronik č. 1/77

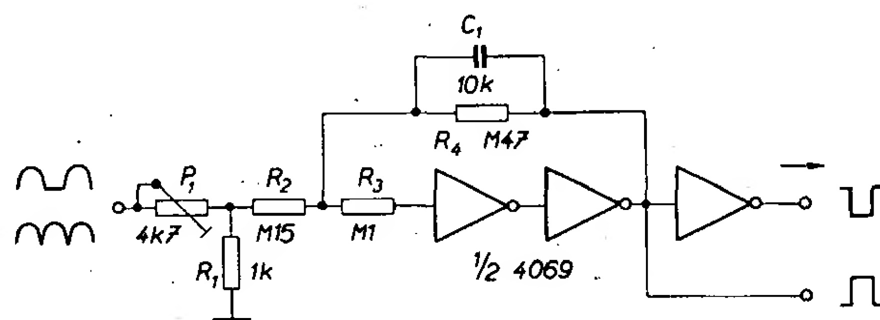


Obr. 73. Běžné a neběžné zapojení astabilního multivibrátoru

Omezovač pro časovou základnu

Elektronické hodiny, některé čítače a podobné přístroje používají jako referenční normál síťový kmitočet 50 Hz. Obvod na obr. 74 tvaruje usměrněné napětí (50 nebo 100 Hz) na obdélníkovité impulsy s požadovanou strmostí hran. Na výstup tohoto obvodu je možné připojit dva vstupy obvodů TTL. Problémem však zůstává, jak potlačit rušivé impulsy, které jsou namodulovány na síťový kmitočet. U digitálních rušivých impulsů je možné použít buď Schmittův klopný obvod s hysterezí nebo monostabilní multivibrátor. V zapojení na obr. 74 jsou použity oba způsoby. Hystereze je nastavena odpory R_2 a R_4. Kondenzátorem C_1 je nastavena doba změny úrovně výstupního signálu z log. 0 na log 1 nebo z log. 1 na log. 0. Na vstupu je zapojen dělič napětí, který zamezuje přebuzení invertoru. Potenciometr P_1 musí být nastaven na co největší hodnotu, ale takovou, aby obvod správně pracoval. Špičkové vstupní napětí musí být větší (nebo minimálně stejné) než je napájecí napětí IO, které je 3 až 15 V. Při dvoucestném zapojení bude kapacita kondenzátoru C_1 poloviční.

Elektor č. 80



Obr. 74. Omezovač pro časovou základnu měřicích přístrojů

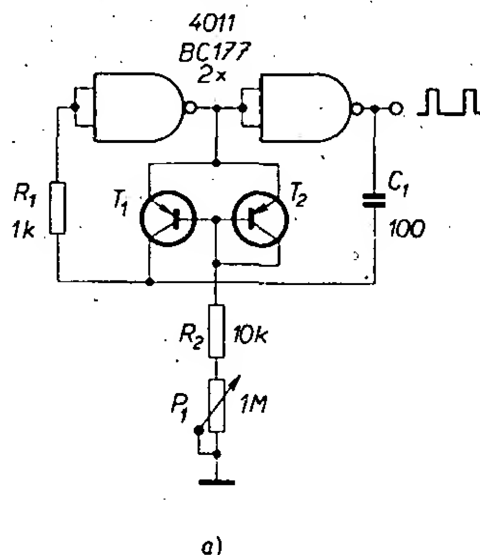
Proudově řízený oscilátor

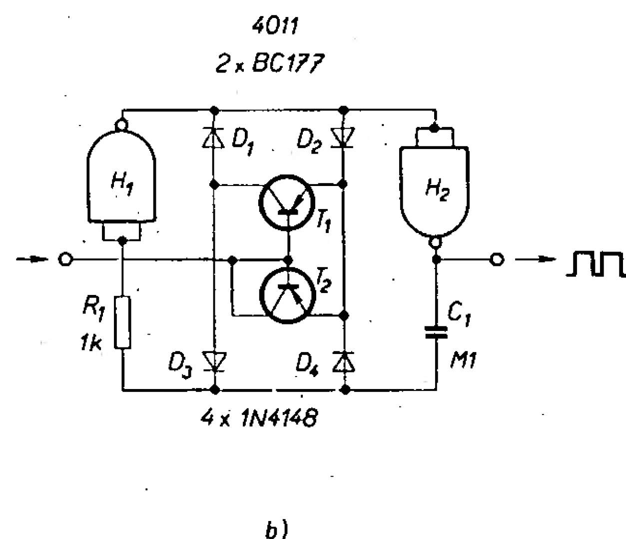
Na obr. 75a je zapojení proudem řízeného oscilátoru se dvěma hradly (nebo invertory) CMOS. Oscilátor je tvořen dvěma hradly NAND. Nabíjecí a vybíjecí odpor kondenzátoru C_1 je nahrazen dvěma tranzistory p-n-p. Oběma tranzistory teče stejný proud, pokud mají oba stejné vlastnosti. Kondenzátor C_1 se nabije, je-li na výstupu H_2 úroveň log. 1. Při vybíjení (N2 na log. 0) teče vybíjecí proud obráceným směrem přes T_1 z kolektoru do emitoru a z emitoru do kolektoru. T_2 je uzavřen tak dlouho, dokud jeho napájecí napětí není větší než 5 V. Při větším napájecím napětí dojde k lavinovému jevu a tranzistor T_2 bude vodivý. S tranzistorem BC557A je možno při napájecím napětí 5 V měnit kmitočet od 4 do 100 kHz. Je zřejmé, že tranzistor T_2 v zapojení podle obr. 75a je zapojen neobvyklým způsobem. Zapojení na obr. 75b je doplněno čtyřmi diodami. Oba tranzistory jsou zapojeny do diodového můstku, takže proud přes ně teče stále stejným směrem a ovlivňuje obě půlperiody. Má-li být oscilátor proudově řízen, musíme řídit z proměnného zdroje proudu báze obou tranzistorů. Zapojení s diodovým můstkem dává možnost použít i symetrické polovodiče, jako jsou např. fotodiody a fototranzistory.

Elektor č. 79

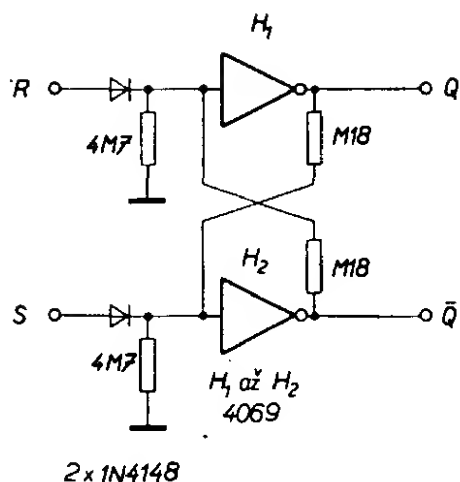
Klopný obvod s invertory R-S

Klopný obvod R-S používá obvykle dvě hradla NAND. Místo hradel je možno použít i invertor (viz obr. 76). Oproti klopnému





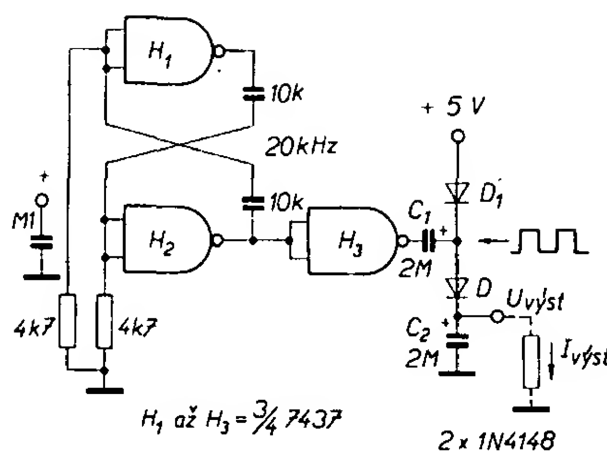
Obr. 75. Dva proudem řízené oscilátory

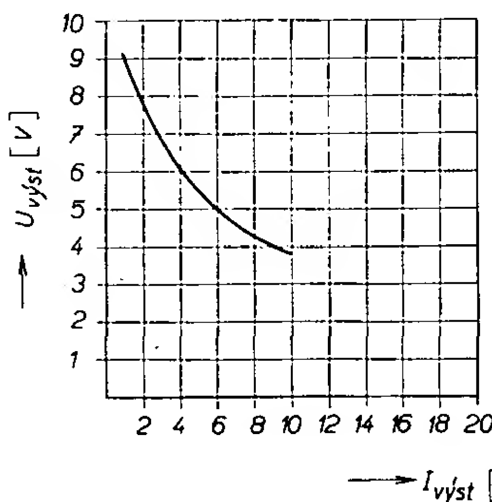


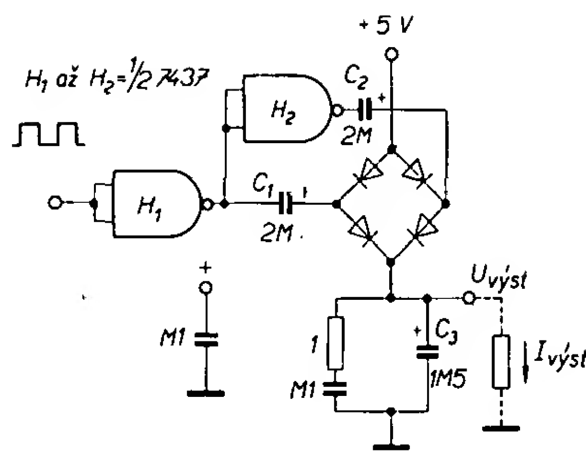
Obr. 76. Klopný obvod R-S s invertory

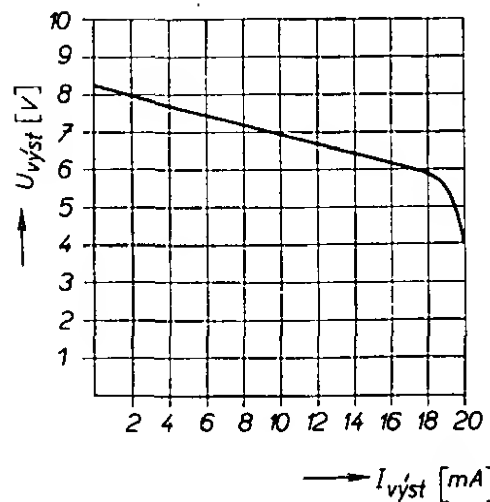
obvodu s hradly NAND je nutno invertovaný klopný obvod překlopit kladnými impulsy; na vstupu invertoru je v klidovém stavu úroveň log. 0. Rovněž výstupní úrovně Q a $\bar{Q}$ jsou prohozeny. Předpokládejme, že na výstupu Q je logická 0. Po přivedení kladného impulsu na vstup S je na výstupu H_2 úroveň log. 0, která je přes odpor 180 kΩ přivedena na vstup H_1 a jeho výstup Q je tedy na úrovni log. 1. Tato úroveň je přes druhý odpor 180 kΩ přivedena na vstup H_2, takže obvod zůstane až do příchodu kladného impulsu na vstup R v překlopeném stavu.

Firemní literatura RCA





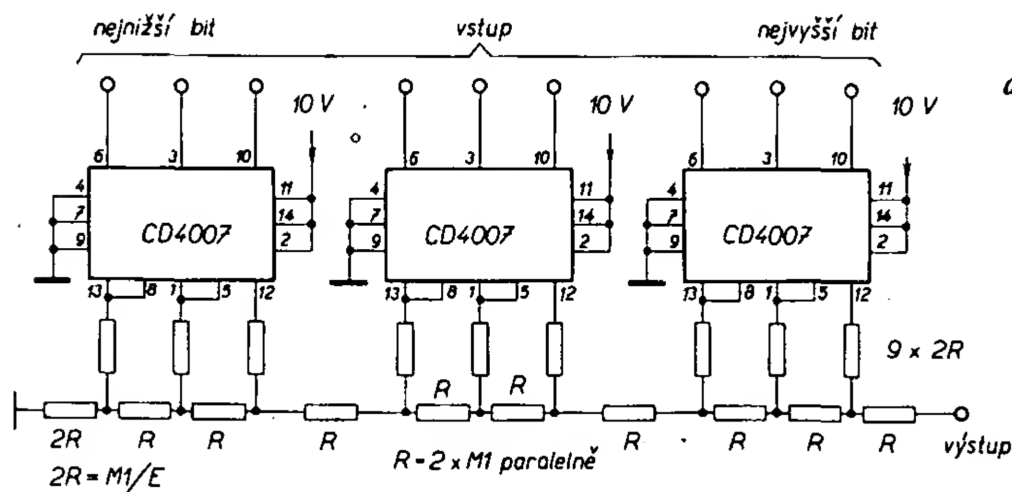




Obr. 78. Měniče napětí s obvody TTL a jejich zatěžovací charakteristiky

Levný převodník D/A

Ze tří obvodů 4007, které jsou zapojeny jako čítače a z 28 odporů s přesností 1 % je možno zapojit velmi jakostní digitálně analogový převodník (viz obr. 77). Při použití principu R – 2R je možno použít stejné odpory. Chyba převodníku je při napájecím



Obr. 77. Digitálně analogový převodník

napětí 10 V jen ±5 mV, což je čtvrtina hodnoty dosažené při nejnižším bitu. Doba potřebná k nastavení je 5 µs. Napájecí napětí musí být velmi dobře stabilizováno. Obvod 4007 lze nahradit obvodem K176LP1 ze SSSR.

Elektronik č. 1/77

Měniče napětí s obvody TTL

V zařízeních, v nichž jsou kromě obvodů TTL použity obvody MOS, potřebujeme kromě napětí +5 V (napájení obvodů TTL) i větší napětí k napájení obvodů MOS. Toto větší napětí lze získat měniči zapojenými podle obr. 78. Oba obvody dávají na výstupu při provozu naprázdno napětí 8,5 V. Pro odběr menší než 2 mA je vhodné zapojení na obr. 78 a. Zvlnění při proudu 2 mA je asi 10 mV (mezivrcholová hodnota). Větší proud je možno odebírat ze zapojení podle obr. 78b, u něhož je na výstupu zapojen dvojcestný usměrňovač. Při odběru 10 mA je výstupní napětí 7,5 V se zvlněním 15 mV. I tento druhý obvod musí být řízen obdélníkovitými impulsy, získanými z jednoduchého multivibrátoru (H_1, H_2 na obr. 78a).

Elektor č. 80

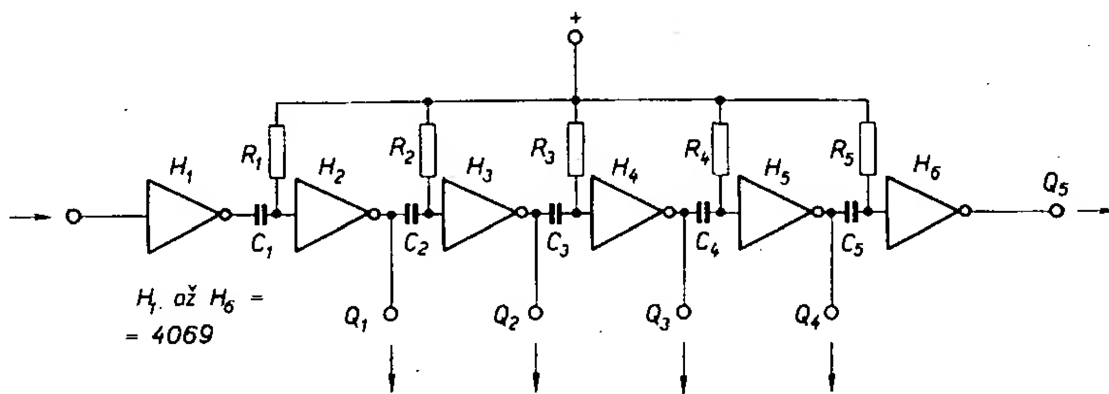
Posuvný registr

Posuvný registr na obr. 79 je vhodný tam, kde nevyžadujeme velkou rychlost posuvu informace. Rychlost posuvu není určena kmitočtem hodinového signálu, ale je dána obvodovými prvky. Má-li vstupní signál úroveň log. 1, pak je log. 1 i na výstupu Q_1. Doba trvání úrovně log. 1 je určena časovou konstantou R_1, C_1. Po uplynutí této doby se na výstupu Q_1 nastaví úroveň log. 0 a informace se posune na Q_2. Doba trvání úrovně log. 1 je rovněž závislá na časové konstantě obvodu *RC*; to platí i pro další stupně. Protože šířka výstupního impulsu je určena, nemá šířka vstupního hodinového impulsu podstatný vliv na šířku výstupního impulsu. Mají-li kombinace *RC* různou časovou konstantu, jsou i šířky výstupních impulsů různé. Dokud je přenášena jedna jednoduchá informace, pracuje obvod bez problémů. Při větším počtu po sobě jdoucích impulsů musí být doba mezi dvěma impulsy delší než nejdelší časová konstanta určená článkem *RC*. Počet informací, které mohou být zaznamenány posuvným registrem, je roven polovině stupňů registru.

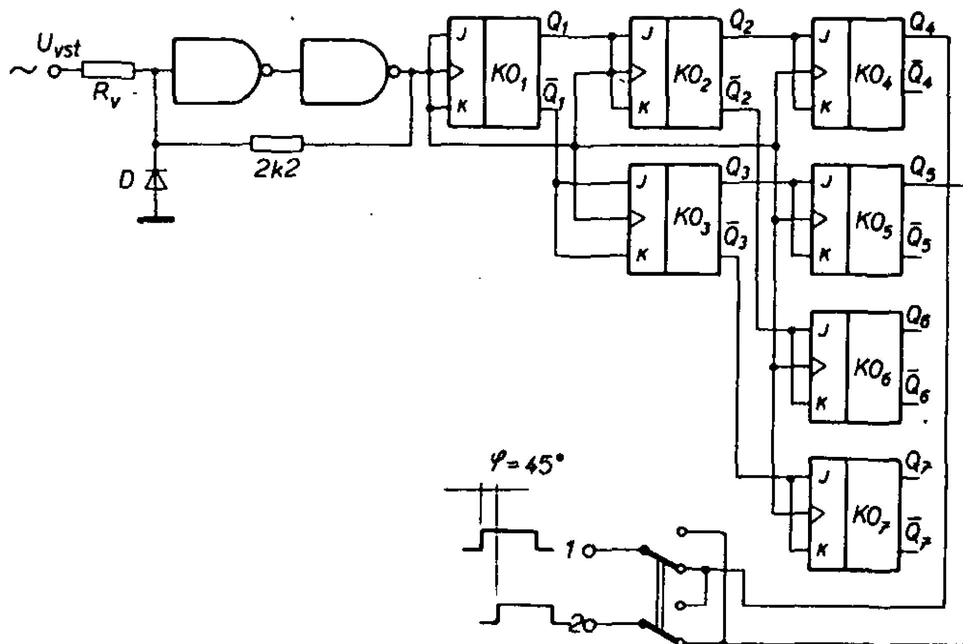
Elektor č. 79

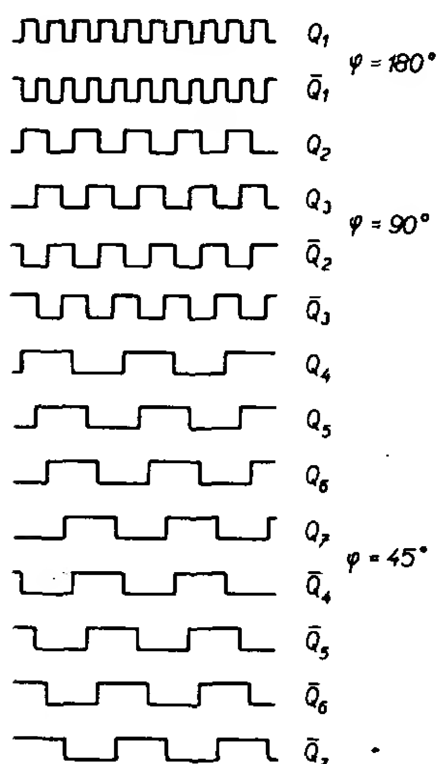
Fázový posuv obvody TTL

Pomocí klopných obvodů J-K můžeme realizovat fázový posuv dvou nebo více signálů. Jeden klopný obvod řídí další dva, které řídí opět další čtyři, atd. Vstupní impuls je získáván ze širokopásmového generátoru, který generuje sinusové pulsující výstupní napětí vysokého kmitočtu (až 10 MHz). Toto napětí je tvarováno Schmittovým klopným obvodem na obdélníkové impulsy (viz obr. 80). Odpor R_v musíme volit tak, aby $R = R_g + R_v = 80$ až 500 Ω. Odpor $R = 80$ Ω vychází z podmínky stability a $R \doteq 500$ Ω vychází z podmínky hystereze při překlápění. R_g je vnitřní odpor širokopásmového generátoru. Kladné vstupní napětí nesmí být větší než 5,5 V při $R < 1$ kΩ. Dioda chrání hradlo proti větším záporným špičkovým napětím. Klopné obvody J-K jsou

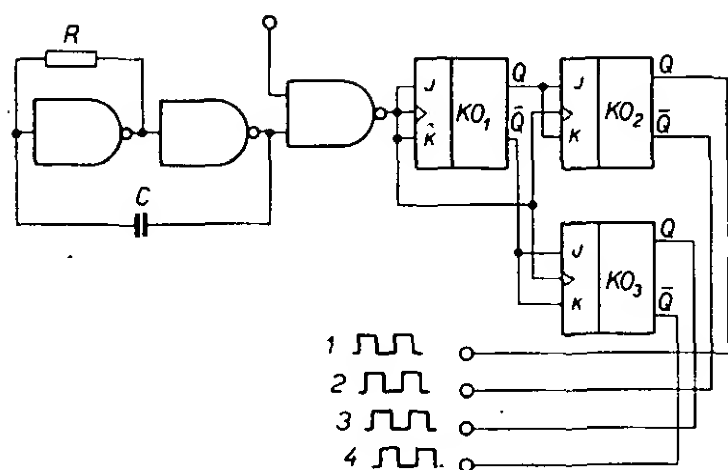


Obr. 79. Posuvný registr





Obr. 80. Fázový posuv klopnými obvody a impulsní diagram



Obr. 81. Fázový posuv klopnými obvody a astabilní multivibrátor

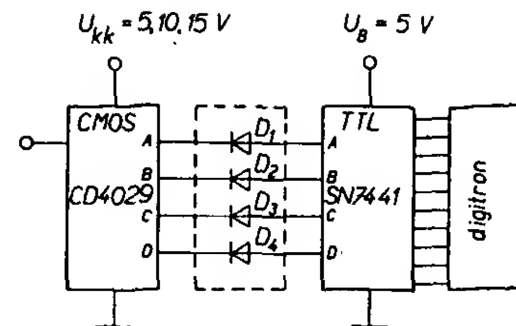
na obr. 80. zapojeny jako děliče dvěma. To znamená, že při fázovém posuvu 90° je kmitočet impulsů 2,5 MHz a při fázovém posuvu 45° je kmitočet 1,25 MHz. Na obr. 81 je jako zdroj impulsů zapojen astabilní multivibrátor, kterým můžeme dosáhnout kmitočtu až 10 MHz. Odpor *R* můžeme měnit od 50 do 390 Ω, optimální je 280 Ω. Součástky můžeme pro $f = 10$ MHz určit z rovnice

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Elektor č. 79

Diodový interface mezi obvody CMOS a TTL

Obvykle se mezi výstup obvodů CMOS a vstup obvodů TTL jako interface zapojují tranzistory. Na obr. 82 jsou jako interface použity monolitické diody CA3039. Je-li na výstupu CMOS úroveň log. 1, jsou diody zavřeny a na vstupu obvodu TTL je rovněž úroveň log. 1. Je-li však na výstupu obvodu



Obr. 82. Interface CMOS-TTL

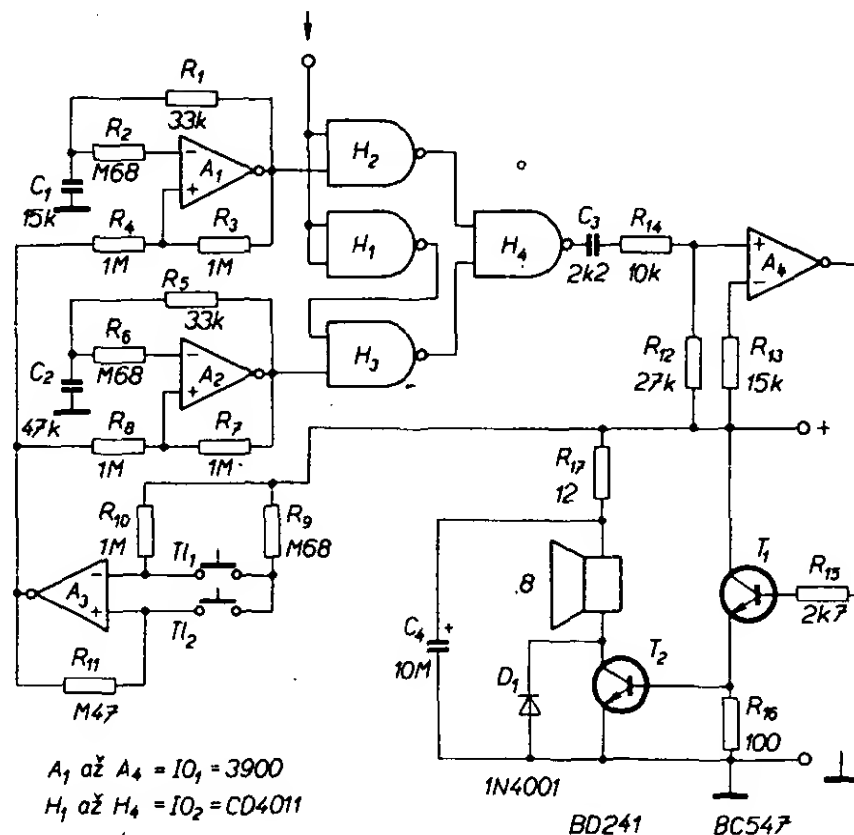
CMOS úroveň log. 0, diody jsou vodivé a proud teče do vstupů obvodu TTL. Výstupní proudová spínací charakteristika obvodů je velmi strmá, takže diodou teče jen velmi malý proud v propustném směru. Úbytek 6 V na diodě je malý pro specifikovanou úroveň log. 0 obvodu TTL. Diody musí mít větší závěrné napětí. Obvody CMOS lze napájet až 15 V.

Elektronic Design č. 8/76

Zvukový tester logických úrovní

Časté otáčení hlavy od měřicího místa k měřicímu přístroji při sledování logických úrovní ve zkoušeném přístroji je velmi únavné. Tento pohyb si můžeme ušetřit, použijeme-li pro měření logických stavů zvukový tester z obr. 83. Tento tester při měřené úrovni log. 0 reprodukuje nízký tón a při log. 1 vysoký tón, přičemž kmitočet tónů je závislý na kapacitě C_1 a C_2.

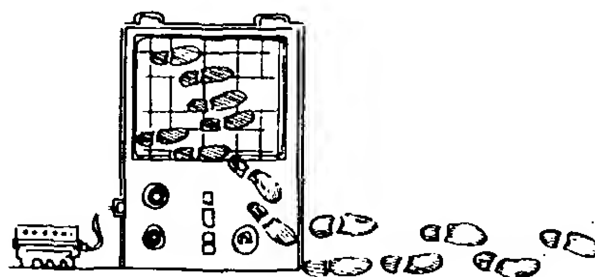
Vstupní signál je přiveden na hradlo H_2 a po inverzi i na hradlo H_3. Je-li na vstupu log. 1, je přes hradlo H_2 k výstupu připojen oscilátor s operačním zesilovačem A_1, při log.



Obr. 83. Akustický tester logických stavů

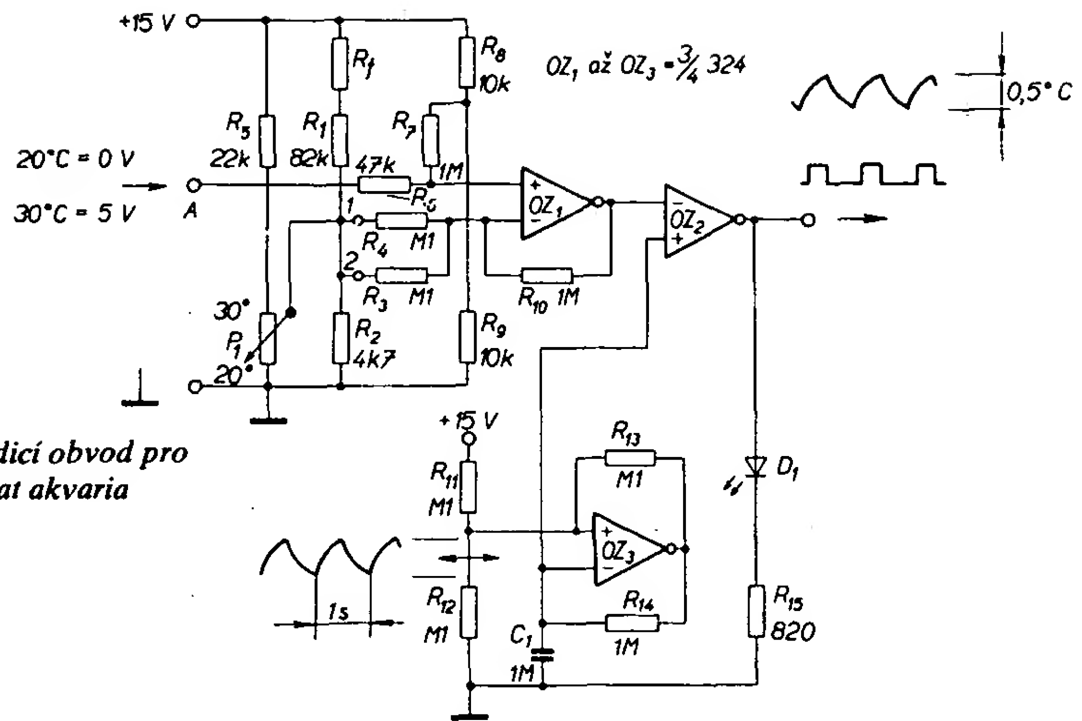
0 je k výstupu připojen přes H_3 oscilátor s operačním zesilovačem A_2. Tlačítky Tl_1 a Tl_2 můžeme činnost oscilátorů přerušit nebo je nastartovat. Operační zesilovač A_4 vytvaruje z obdélníkovitého signálu hradla H_4 úzký impuls, kterým jsou buzeny tranzistory T_1 a T_2. Z reproduktoru se ozve velmi čistý tón. Hlasitost tónu se může měnit změnou C_3, R_{17}. Je-li zapojení použito jen pro měření obvodů TTL, můžeme pozici IO_2 osadit pouzdrem 7400 a napájecí napětí bude 5 V. Při použití IO CD4011 je napájecí napětí 5 až 10 V a odebíraný proud 4 až 10 mA.

Elektor č. 79

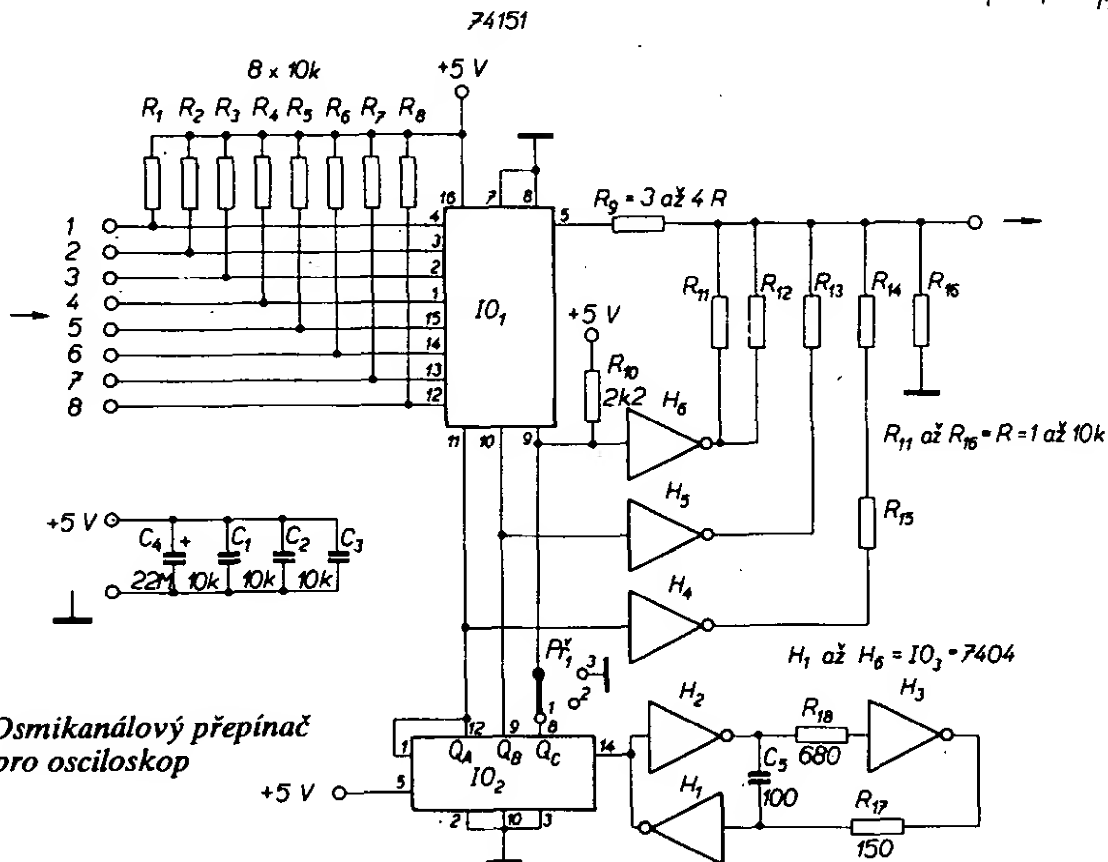


Osmikanálový přepínač pro osciloskop

Při hledání závad v logických obvodech osciloskopem ulehčuje práci osmikanálový přepínač, jehož zapojení je na obr. 84. Invertory H_1, H_2, H_3 jsou zapojeny jako oscilátory, které generují hodinový signál (asi 16 MHz) pro čítač IO_2. Výstupy Q_A, Q_B, Q_C řídí jednak multiplexer IO_1 a jednak přes invertory H_4 a H_5 úroveň napětí na výstupu přepínače. Při každém stavu čítače připojí multiplexer IO_1 jeden z osmi vstupních signálů na jeho výstup (vývod *5*). Zde má úroveň výstupního napětí, které je závislé na stavu čítače, osm různých velikostí, a proto i na osciloskopu uvidíme 8 různých křivek. Přepínačem $Př_1$ můžeme volit počet zobrazených křivek:



Obr. 85. Řídicí obvod pro termostat akvaria



Obr. 84. Osmikanálový přepínač pro osciloskop

v poloze 1 ... kanál 1 až 8,
v poloze *2* ... kanál 5 až 8,
v poloze *3* ... kanál 1 až 4.

Odpory *R* (R_1 až R_{16}) volíme mezi 1 kΩ až 10 kΩ. Aby křivky na osciloskopu byly stejně daleko od sebe, mají mít odpory toleranci 1 nebo 2 %. Abychom odstranili nežádoucí vazby, je napájení zablokováno kondenzátory 10 nF. Odběr proudu ze zdroje je menší než 100 mA.

Elektor č. 80

Termostat pro akvarium

Termostat byl původně navržen pro udržení konstantní teploty vody v akvariu, ale můžeme ho použít i v jiných aplikacích. Na obr. 85 je zapojení regulační části termostatu. Na vstup (A) musíme připojit teplotní čidlo a na výstup obvod pro řízení triaku, který spíná a odpíná topné tělísko. Pro řízení triaku můžeme použít obvod z obr. 86.

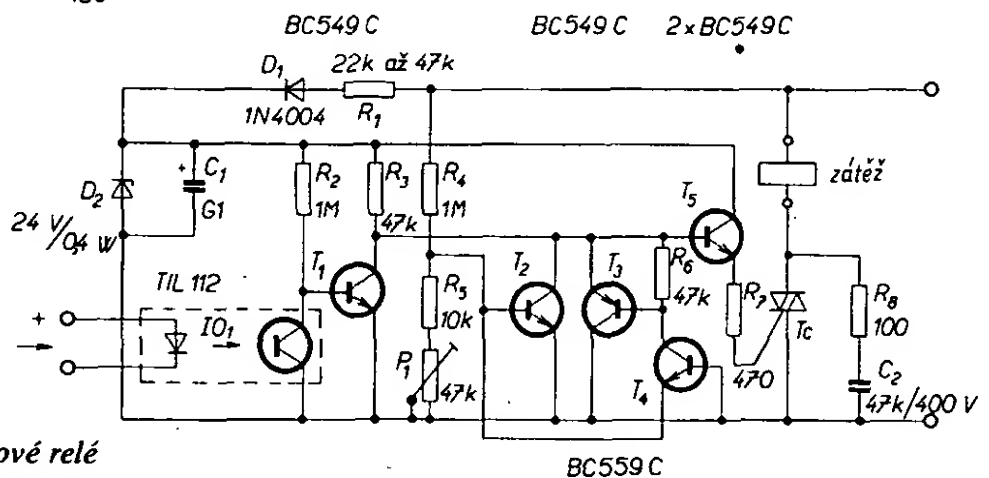
Teplota vody bude měřena čidlem (termistor nebo dioda), které je na akvarium přilepeno z venkovní strany lepicí páskou. Výstupní napětí čidla je přivedeno na operační zesilovač OZ_2, který je 10× zesílí a porovná s nastaveným napětím (závislým na nastavení P_1 a na fotoodporu). V operačním zesilovači OZ_1 je výstupní napětí z OZ_2 porovnáváno s napětím trojúhelníkovitého průběhu z OZ_3. Na výstupu OZ_1 je pak obdélníkovitý signál, který spíná triak v závislosti na vstupním napětí na kratší nebo delší dobu. Potenciometrem P_1 nastavujeme žádanou teplotu. Fotoodporem je řízena teplota vody podle toho, je-li den nebo noc (rozdíl asi 2 °C). Termostat (obr. 85) je spojen s obvodem na obr. 86 vazebním „optočlenem", takže regulační obvod a čidlo jsou odděleny od sítě.

Elektor č. 79

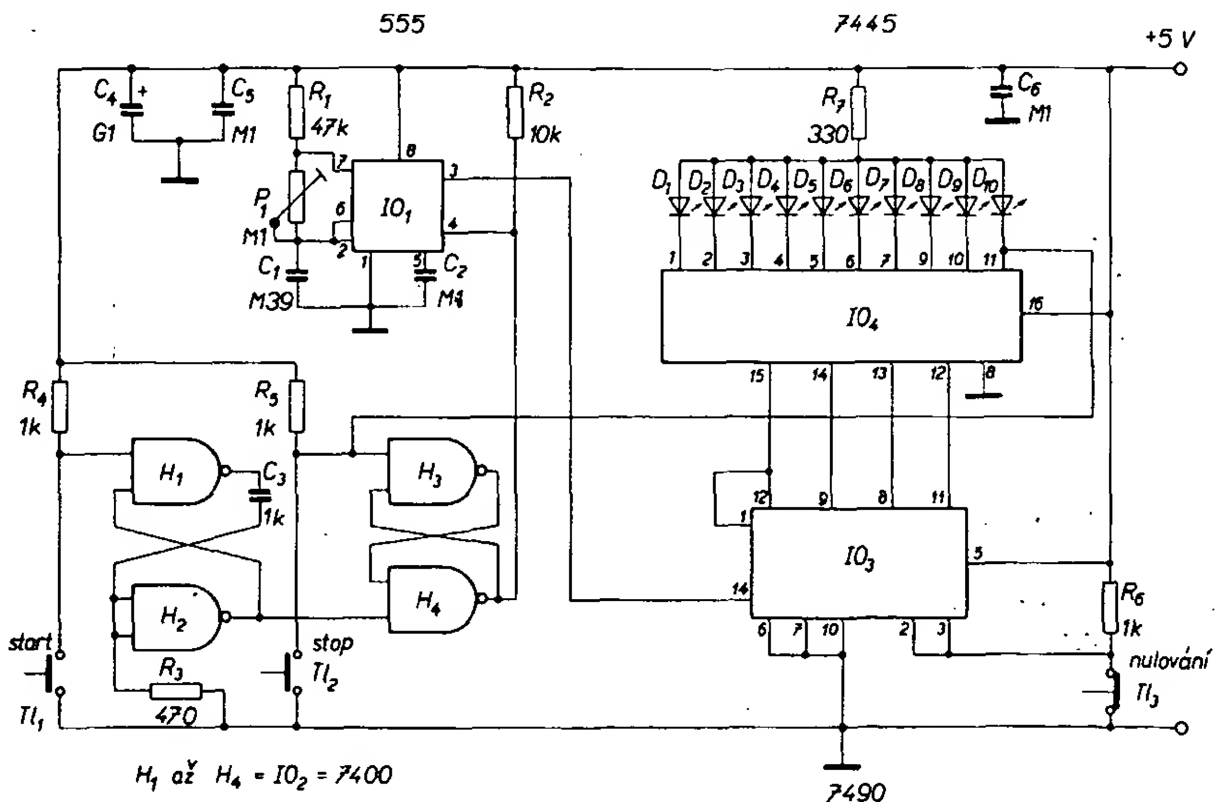
Polovodičové relé

Aby na činné zátěži připojené k síti nevznikaly při zapínání a odpínání poruchy, musí být triak uváděn do vodivého nebo nevodivého stavu při průchodu nulou. Obvod na obr. 86 tuto podmínku splňuje.

Pomocné napájecí napětí max. 24 V získáme odporem R_1 a diodami D_1 a D_2. Dokud vede tranzistor T_5, vede i triak. K tomu dojde jen v čase (0,4 a 1,5 ms), nastaveném potenciometrem P_1, a to v době, kdy síťové napětí prochází nulou. Synchronizace je dosaženo zkratováním napětí báze na zem; T_2 reaguje na kladnou, T_3 a T_4 na zápornou půlvlnu. Činnost triaku blokuje i tranzistor T_1; tranzistor T_1 je řízen optoelektronickým vazebním členem IO_1, který galvanicky odděluje vstup od sítě. Aby triak vedl, musí diodou optoelektronického vazebního členu téci



Obr. 86. Polovodičové relé

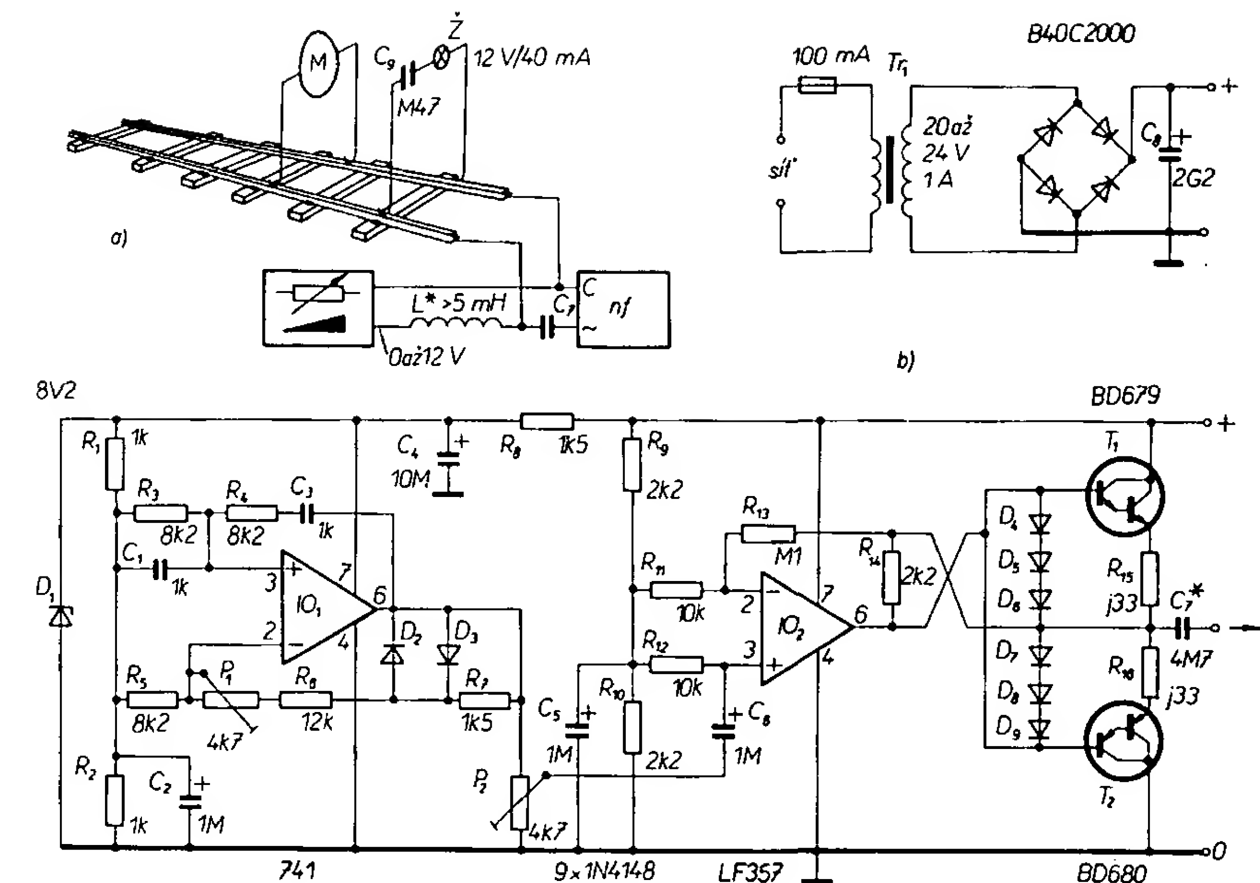


Obr. 87. Tester reakční doby

proud jen několik mA. Proud řídicí elektrodu triaku je závislý na šířce impulsu a na předřadném odporu R_1. Maximální spínací výkon je závislý na typu triaku. Při velmi malém odběru musí být triak ihned po skončení otevíracího impulsu uzavřen.
Elektor č. 80

Tester reakční doby

Testování reakční rychlosti není jen chvilkovou zábavou, ale můžeme z něho činit závěry, jako např. ověřovat momentální schopnost řídit auto. Zapojení testeru je na obr. 87. Když stlačíme startovací tlačítko Tl_1, spustí se astabilní multivibrátor (IO_1), jehož impulsy jsou čítány čítačem IO_3. Svítivé diody D_1 až D_{10} se rozsvěcí rychle za sebou. Stiskne-li testovaná osoba tlačítko „stop" (Tl_2) astabilní multivibrátor se zablokuje a dekodérem buzená příslušná svítivá dioda svítí trvale. Potenciometrem P_1 nastavíme kmitočet astabilního multivibrátoru tak, aby jeden impuls trval 10 ms. Pro nový test je tester připraven, vynulujeme-li ho tlačítkem Tl_3.
Elektor 79.



Obr. 89. Osvětlení lokomotiv a vagonů modelové železnice

Startér zapalovacích svíček

V leteckých modelech bývá vestavěn spalovací motorek, který se startuje tzv. zapalovací svíčkou. Poměrně často se však zapalovací svíčka ušpiní nebo zvlhne, takže motor nepracuje. Pak pomůže jen krátkodobé zvýšení teploty svíčky, které ji očistí nebo vysuší. Obvod na obr. 88 využívá té skutečnosti, že žhavicí drát zapalovací svíčky má kladný teplotní součinitel.

Operační zesilovač IO_3 generuje napětí trojúhelníkovitého průběhu s kmitočtem asi 1 kHz. Napětí na kondenzátoru C_3 se mění od 1/3 do 2/3 napájecího napětí. Při studené zapalovací svíčce je odpor jejího žhavicího drátu poměrně malý. Napětí na invertujícím vstupu IO_1 bude větší, než napětí na neinvertujícím vstupu. Na výstupu IO_1 a tudíž i na neinvertujícím vstupu IO_2 bude malé napětí. Na invertující vstup IO_2 je přes odpor R_{13} přivedeno výstupní napětí z IO_3; výstupní napětí IO_2 je proto malé. Přes tranzistory T_1 a T_2 teče proud do zapalovací svíčky a jeho velikost je omezena odporem R_1. Odpor R_1 se volí tak, aby byl maximální proud svíčkou roven dvojnásobku jejího jmenovitého proudu. Tím se zabrání tomu, aby se při částečném navlhnutí nebo zašpinění žhavicího drátu jeho čistá část „přepálila".

Zvětšením proudu se zvýší teplota zapalovací svíčky a na žhavicím drátě (R_x) se rychle zmenší napětí. Bude-li napětí na neinvertujícím vstupu větší než napětí na invertujícím vstupu (IO_1), zvětší se i výstupní napětí přibližně 220krát vzhledem k rozdílovému vstupnímu napětí. Kondenzátor C_1 se nabije; jak je zřejmé, kondenzátor C_1 se vybíjí přes ručkové měřidlo. Jakmile bude napětí na neinvertujícím vstupu IO_2 větší než 1/3 napájecího napětí, přenese se na výstup tohoto komparátoru napětí trojúhelníkovitého průběhu o kmitočtu 1 kHz z invertujícího vstupu. K tomu dojde tehdy, bude-li perioda pravoúhlého napětí na výstupu komparátoru (vývod 6 IO_2) závislá na velikosti napětí na kondenzátoru C_1. Se zvětšujícím se napětím na kondenzátoru C_1 se perioda zkracuje; bude-li toto napětí větší než 2/3 napájecího napětí, pak se bude výstupní napětí z IO_2 stále zvětšovat. Tranzistory T_1 a T_2 se uzavřou a proud zapalovací svíčkou nepoteče.

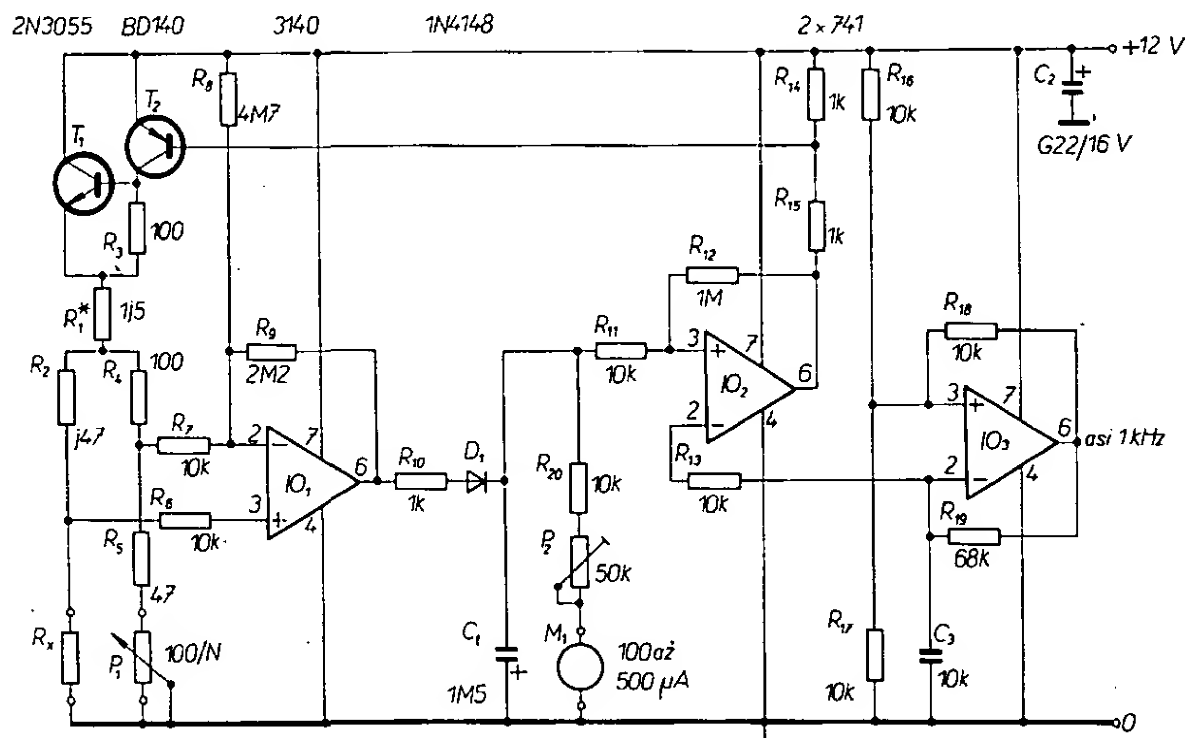
Během krátké „zapínací" doby teče žhavicím drátem zapalovací svíčky proud obdélníkovitého průběhu, jehož perioda je závislá na teplotě zážehu. Při zašpiněné nebo navlhlé zapalovací svíčce probíhá tento děj pomaleji v závislosti na stupni znečištění, což je indikováno výchylkou ručkového měřidla.

Napětí na invertujícím vstupu IO_1 můžeme nastavit (R_2, R_x, R_4, R_5 a P_1 tvoří můstek); na něm je závislý stupeň zapálení (konečná teplota) zapalovací svíčky.

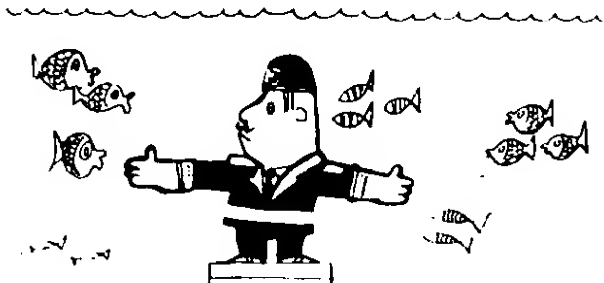
Obvod na obr. 88 nastavujeme následovně: potenciometr P_2 vytočíme na maximální odpor (pak můžeme zkratovat měřicí přístroj). Potenciometrem P_1 nastavíme požadovaný okamžik zapálení zapalovací svíčky; potenciometrem P_2 pak nastavíme plnou výchylku měřidla při dosažení konečné teploty. Ofukováním zapalovací svíčky proudem vzduchu můžeme získat závislost mezi teplotou a výchylkou měřidla.

Jak již bylo poznamenáno, omezuje odpor R_1 proud tekoucí žhavicím drátem zapalovací svíčky. Při odporu 1,5 Ω je tento proud 4 A. Je-li motorek letadla osazen tzv. studenými svíčkami, pak musíme odpor R_1 zmenšit (např. na 1 Ω). Protože různé typy zapalovacích svíček se mezi sebou mohou lišit, musíme pro každý typ správně nastavit konečnou teplotu potenciometrem P_1. Označení poloh nastavení je nejen účelné, ale i nutné, neboť jinak se mohou zapalovací svíčky poškodit. Abychom tomu předešli, volíme odpor R_4 tak, že maximálního stupně zapálení je dosaženo tehdy, je-li potenciometr P_1 „na doraz".

Tranzistor T_1 musí být upevněn na chladiči. Obvod můžeme napájet z autobaterie 12 V do té doby, dokud se její napětí nezmenší pod 9 V.
Elektor č. 7/78



Obr. 88. Startér zapalovacích svíček



Osvětlení modelové železnice

Obvod k osvětlování lokomotiv a vagónů na modelové železnici je obvykle připojen paralelně k obvodu motorku lokomotivy. Rychlost vláčků řídíme většinou změnou napětí napájecího transformátorku. To má za následek, že osvětlení je závislé na rychlosti vláčku; když vláček zastaví, osvětlení zhasne. To ovšem neodpovídá skutečnosti. Osvětlení nezávislé na napájecím napětí pro motorek

vláčku můžeme realizovat obvodem na obr. 89. Využívá se zde té skutečnosti, že stejnosměrný motorek pro střídavé napětí vyššího kmitočtu představuje relativně velkou impedanci. Střídavé napětí superponované na napětí stejnosměrné nemá tedy vliv na rychlost vláčků; střídavým napětím napájíme tedy jen osvětlení. Abychom provozní stejnosměrné napětí oddělili od žárovek, zapojíme do série s žárovkami kondenzátor. Z obr. 89a je zřejmý princip napájení osvětlení nezávislého na motorovém napětí. V přívodu regulačního transformátoru zařazená tlumivka odděluje střídavé napětí od stejnosměrné složky. Tlumivkou protéká relativně velký proud („motorový"), proto doporučuji použít podobnou tlumivku, jaká se používá do pasívních reproduktorových výhybek (vzduchová, drát velkého průřezu – podle proudu motoru).

Na obr. 89b je zapojení tónového generátoru a výkonového zesilovače. Generátor má maximální výstupní efektivní napětí 10 V a proud 1,5 A – to postačí k napájení asi 30 žárovek na modelové železnici. Sinusový oscilátor kmitá na kmitočtu asi 20 kHz (IO_1). Zesílení je řízeno potenciometrem P_1 tak, aby na výstupu IO_1 bylo sinusové napětí. Potenciometrem P_2 nastavíme výstupní napětí; nastavení je optimální tehdy, nezmění-li se ani při zatížení tvar výstupního napětí. Kondenzátor C_7 je z plastické hmoty (MKM nebo MKH). Bipolární elektrolytický kondenzátor není pro tyto účely vhodný, neboť nepřenese velké střídavé proudy.

Žárovky jsou, jak již bylo uvedeno, odděleny kondenzátorem; jako doporučená kapacita kondenzátoru je 0,5 µF na žárovku. Je-li osvětlení vláčku složeno ze dvou paralelně zapojených žárovek, musíme použít kondenzátor s kapacitou 1 µF. Rovněž zde musíme použít kondenzátory z plastických hmot. Tranzistory T_1 a T_2 musí být chlazeny a zesilovač musí být odolný proti zkratu na výstupu.

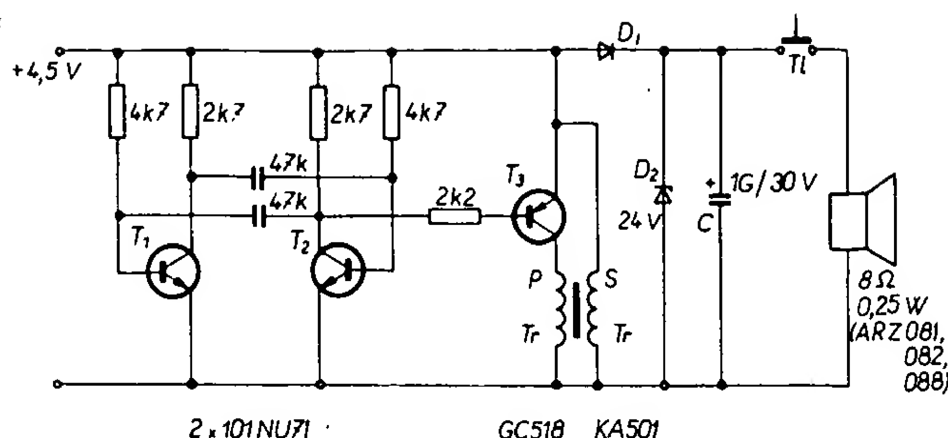
Elektor č. 91/78

Akustický varovný signál pro přejezdy modelové železnice

Pro zajištění železničních přejezdů na modelové železnici je zapotřebí zařízení, které napodobí signál „ting-ting-ting". Řešením je použití elektronického obvodu na obr. 90. Oba operační zesilovače (IO_2, IO_3) tvoří oscilátor před nasazením kmitů, který je spouštěn astabilním multivibrátorem 555 (IO_1). Na výstupu dostaneme exponenciálně doznívající sinusové kmity s amplitudou 5 V, takže obvod na obr. 90 můžeme připojit k jakémukoli koncovému zesilovači.

Potenciometrem P_2 řídíme sled akustických signálů tak, aby odpovídal skutečnosti. Šířku řídicích impulsů pro oscilátor řídíme potenciometrem P_1. Odpor R_2 ovlivňuje nasazení kmitů oscilátoru, kdežto kondenzátory C_3 a C_4 určují kmitočet oscilací. Chceme-li získat zvuk jiného charakteru, musíme tyto součástky změnit. Hlasitost signálu řídíme potenciometrem P_3.

Elektor č. 92/78



Obr. 91. Elektronická „blecha"

Elektronická blecha

Na obr. 91 je velmi jednoduchá elektronická hračka, kterou pro zábavu menších i větších můžeme lehce sestavit ze součástek, které najdeme „na dně nejspodnějšího šuplíku". Hrát může jedna nebo několik osob, je možné soutěžit, kdo nejdříve nebo nejčastěji zasáhne cíl, nebo komu skočí „blecha" nejdále apod.

Zařízení pracuje takto: tranzistory T_1 a T_2 pracují jako astabilní multivibrátor s kmitočtem asi 1000 Hz (na přesnosti nezáleží). V rytmu tohoto kmitočtu se otevírá tranzistor T_3, jeho kolektorový odpor je tvořen primárním vinutím nějakého malého výstupního transformátoru z tranzistorového přijímače, nebo ho můžeme navinout na libovolné jádro: 20 až 50 z drátu o ∅ asi 0,2 mm, sekundární vinutí asi 5 až 10krát více závitů drátu o ∅ asi 0,1 mm. Na sekundárním vinutí se indikuje napětí, které usměrňujeme diodou D_1 a tímto napětím nabíjíme kondenzátor C s větší kapacitou. Aby se napětí nezvětšilo na nežádanou velikost, omezíme ho (asi na 24 V) Zenerovou diodou D_2.

K výstupu je připojen menší reproduktor s impedancí 4 až 8 Ω. Stiskneme-li tlačítko, náboj kondenzátoru C se intenzívně vybije přes cívku reproduktoru (je to dosti drastické použití reproduktoru) a membrána znatelně „poskočí" – „blechu", kterou jsme umístili do jejího středu, vyhodí na určitou vzdálenost. Pro tuto hru můžeme použít vyřazený reproduktor, který se pro nic jiného již nehodí.

Na střed membrány reproduktoru přilepíme popř. krátkou a lehkou trubičku o ∅ asi 20 mm z papíru, to bude startovací místo „blechy" (pingpongový míček nebo podobný lehký předmět z pěnového polystyrénu apod.). Velikost a váhu „blechy" musíme vyzkoušet podle použitého reproduktoru. Pak můžeme střílet do terče, na dálku apod.

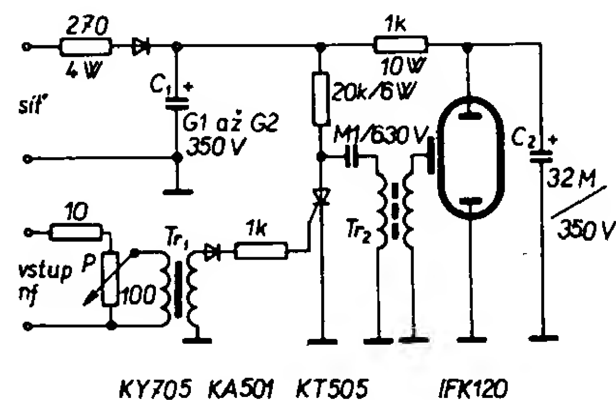
Le haut parleur č. 1558/1976

Světelné varhany s elektronickým bleskem

Zařízení na obr. 92. se hodí jako doprovod k vystoupení hudební skupiny, zpěváků apod., méně již pro domácí použití – avšak jak již staří Římané říkali: de gustibus non est dispuntandum – není vyloučeno ani jiné použití.

Uvedené zapojení je jednokanálové, tj. výsledný jev závisí pouze na amplitudě řídicího signálu. Není ovšem vyloučena varianta, při níž je možné použít několik identických obvodů s tím, že do primární strany transformátoru Tr_1 zařadíme filtr *RC* (bylo popsáno v různých návodech na barevnou hudbu). Záblesky se pak objeví v závislosti na signálu. Před výbojkami lze pak použít i barevné filtry.

Celé zařízení je jednoduché, napájíme ho přímo ze sítě. Usměrněným síťovým napětím nabíjíme kondenzátor C_1 a kondenzátor C_2 s podstatně menší kapacitou (výbojkový kondenzátor). Na kondenzátorech může být napětí maximálně 314 V, energie jednoho záblesku bude tedy asi 1,6 Ws. Protože záblesky nebudou stále „odpalovány" s maximálním možným kmitočtem, lze v zařízení použít výbojku IFK120, která tak není přetížena ani při trvalém provozu.



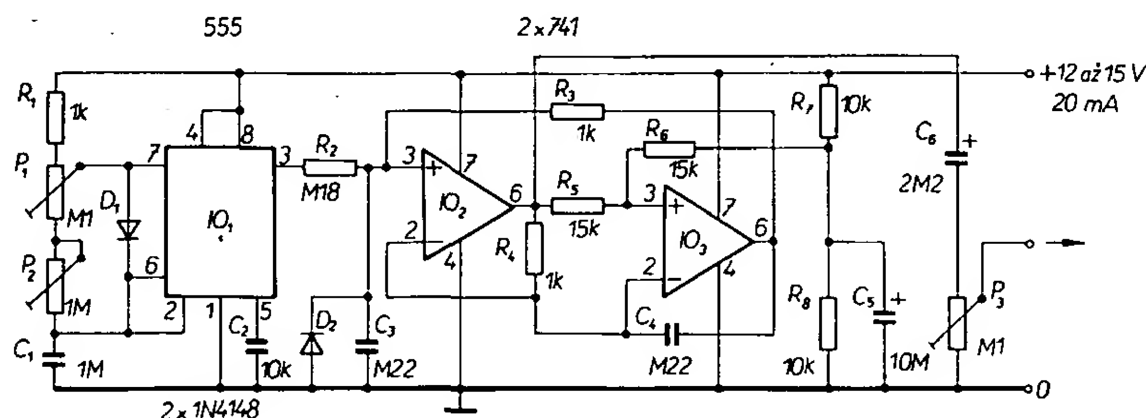
Obr. 92. Světelné varhany s elektronickým bleskem

Signál ze zesilovače (magnetofonu, přijímače) přivádíme na oddělovací transformátor Tr_1, který je navinut na libovolném feritovém (nebo železném) jádře, které může být i hrníčkové. Primární vinutí má asi 100, sekundární asi 500 závitů, obě drátem o ∅ asi 0,1 mm. Potenciometrem nastavíme požadovaný režim záblesků. Primární vinutí transformátoru dobře izolujeme, aby se na něj nemohlo dostat síťové napětí ze sekundárního vinutí. Řídicí nf napětí ze vstupu usměrníme – získané napěťové impulsy řídí činnost tyristoru (tyristor vždy po příchodu impulsu odpálí výbojku).

Výbojkový transformátor Tr_2 je obvyklého provedení, primární vinutí má 10 závitů drátu o ∅ 0,2 mm, sekundární vinutí 1000 z drátu o ∅ 0,1 mm.

Protože pracujeme se síťovým napětím, musíme dbát na bezpečnost provozu!!

Funkschau č. 16/1972

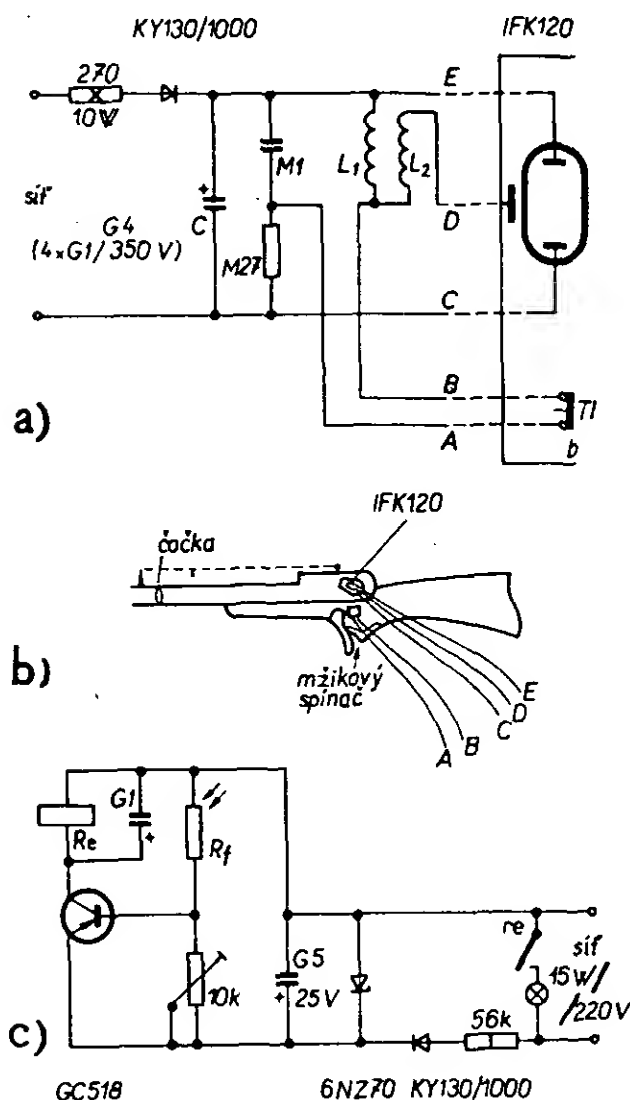


Obr. 90. Akustický varovný signál pro přejezdy modelové železnice

Střelba se světlem

Pro nácvik střelby, při němž nepoužijeme náboje, ale světelný paprsek, je určeno zařízení podle obr. 93. Zvláštností tohoto přístroje je, že pracuje s velmi krátkým světelným zábleskem, protože světlo získáme v podstatě elektronickým bleskem, jak to

známe z fotografické techniky. V uvedeném zapojení lze „střílet" na terč (podle použitého fotoodporu) asi na 10 až 15 m. Zvětšíme-li kapacitu kondenzátoru C na 800 až 1000 µF, může být terč ve vzdálenosti 20 až 25 m.



Obr. 93. Střelba světelným paprskem

Zařízení se skládá ze tří částí: z napáječe (a), světelné pušky (b) a terče (c). Upozorňuji důrazně na to, že zařízení je vhodné pouze pro dospělé, kteří dovedou dodržet bezpečnostní pravidla pro práci se síťovým napětím; je třeba nejen důkladně izolovat všechny součástky, které se mohou dostat do styku s obsluhou, ale dbát i na správnou obsluhu zařízení.

Napáječ je jednoduchý: kondenzátor C nabíjíme přes omezovací odpor a diodu přímo ze sítě. Mohli bychom použít i oddělovací transformátor, ale tím by zařízení nabylo na objemu. Napětí na kondenzátoru se za několik sekund zvětší na 310 V. Na kondenzátoru v děliči bude asi 120 V. Stisknutím tlačítka náboj tohoto kondenzátoru vybijeme přes primární vinutí L_1 zapalovacího transformátoru. Na sekundárním vinutí L_2 vznikne vysoké napětí, které ionizuje plyn ve výbojce, její odpor zmenší a mezi elektrodami se vybije náboj kondenzátoru C. Výboj je velmi intenzívní, sběrnou čočkou v hlavni světelné pušky světlo soustředíme do úzkého svazku. Uspořádání světelné pušky je na obr. 93b. Do nábojové komory umístíme výbojku, kterou důkladně izolujeme od kovových součástí zbraně a „kohoutek" pušky upravíme tak, že při stisknutí sepne mžikový spínač. Umístěním, popř. výběrem čočky se snažíme dosáhnout v místě terče světelného „prasátka" co nejmenšího průměru, ideálně by mělo být bodové.

Elektronický terč je na obr. 93c. Předním panelem skříně je skutečná terčová tabule, desítku vyřízneme a místo ní umístíme vhodnou neprůhlednou černou trubku stejného průměru a délky asi 20 mm (aby boční paprsky nemohly dopadnout na fotoodpor, který je umístěn na dně trubky). Dopadne-li na fotoodpor (WK 650 37) intenzívní světelný impuls, jeho odpor se zmenší, tranzistor se otevře a relé v jeho kolektorovém obvodu přitáhne a rozsvítí se žárovka, která oznamuje zásah. Cívka relé má mít odpor asi 300 až 500 Ω, má spínat při 6 až 8 V. Kondenzátor paralelně k cívce relé jednak chrání tranzistor před proražením indukovaným napětím, jednak prodlužuje sepnutý stav. Odporovým trimrem nastavujeme vhodnou citlivost. Místo síťové žárovky můžeme k signalizaci použít i větší síťovou doutnavku.

Zapalovací transformátor má jako primární vinutí 10 z drátu o Ø 0,2 mm, jako sekundární 1000 z drátu o Ø 0,1 mm. Je navinut na bakelitové cívce a vyvařen v parafínu nebo pod.

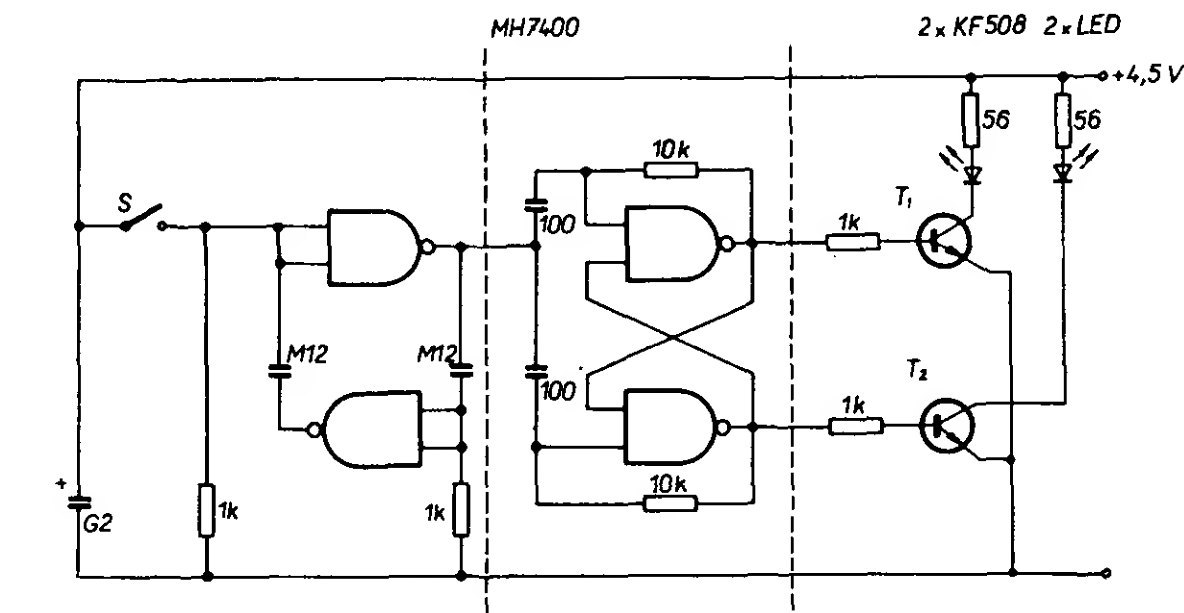
Konstruktor-modelist č. 12/1977

Elektronická hra

Elektronická hra podle obr. 94 může nahradit hry hlava-orel, lichá-sudá apod., tj. hry, které spočívají na dvou možných a náhodných stavech. Rozdíl mezi původními a elektronickou hrou je v tom, že v elektronice se nedá „fixlovat" a „poopravit" štěstí.

Zařízení je velmi jednoduché, skládá se ze tří částí: z astabilního multivibrátoru, klopného obvodu a indikace. Dvě hradla z pouzdra MH7400 jsou zapojena jako astabilní multivibrátor, který kmitá na kmitočtu vyšším než 1000 Hz (na přesnosti nezáleží). Tento kmitočet řídí překlápění klopného obvodu ze zbylých dvou hradel pouzdra. Na výstupech klopného obvodu se střídavě objevuje log. 1 a log. 0. Úroveň log. 1 střídavě otevírá tranzistory T_1 a T_2, které mají v kolektorovém obvodu svítivé diody. Protože naše oko není schopno sledovat rozsvěcování a zhasínání diod tisíckrát za vteřinu, zdá se nám, jako by obě slabě svítily. Sepnutím spínače S zastavíme chod multivibrátoru, klopný obvod zůstává v jedné ze dvou možných poloh, jeden z tranzistorů zůstává otevřen a jedna z diod svítí naplno. Která to bude, záleží čistě na náhodě, jak vyplývá z principu zapojení.

Revista Española de electronica, květen 1977



Obr. 94. Hazardní hra

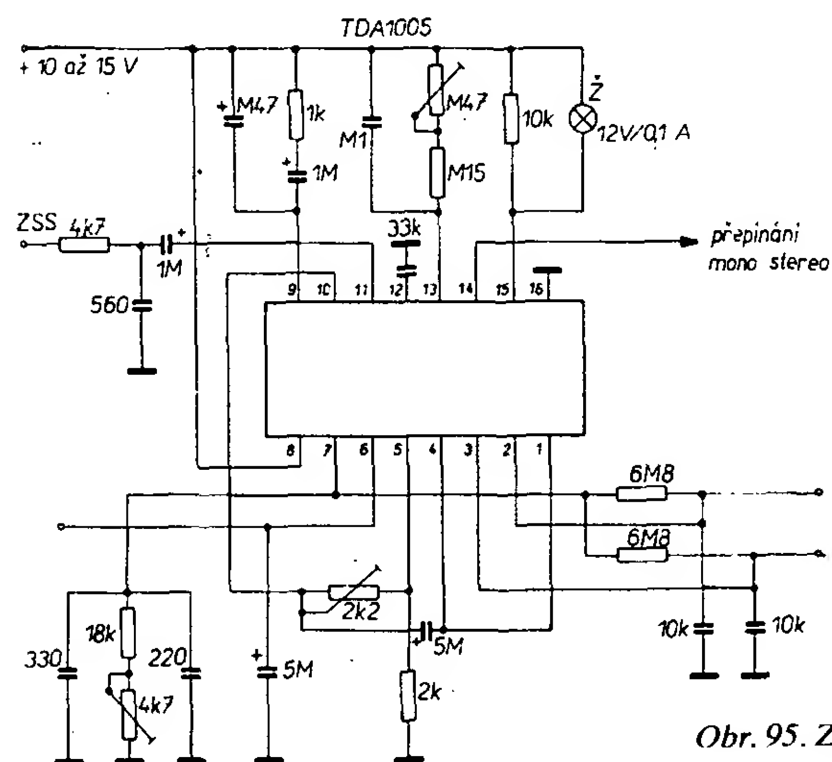
TDA 1005

V AR B3/79 bylo uvedeno zapojení ingrovaného dekodéru TDA 1005 a jeden z možných způsobů zapojení. Zde je druhý.

Zapojení IO TDA 1005 s časovým dělením úplného ZSS je na obr. 95. V tomto zapojení jsou použity pouze odpory a kondenzátory, cívka odpadá. Vývod 4 je s vývodem 1 propojen přímo a úplný ZSS z vývodu 10 se na něj přivádí pouze přes kondenzátor 5 µF. Správnou úroveň tohoto signálu a tím i minimální přeslechy lze nastavit odporovým trimrem 2,2 kΩ. Zapojení a činnost ostatních obvodových prvků je shodná s předchozím zapojením.

Tento obvod má kromě ručního i automatického přepínání provozu mono-stereo, které je řízené úrovní pilotního signálu, dále vnější nastavení optimálního dělení

Zaručený rozsah synchronizace multivibrátoru je větší než 2,7 kHz. Zkreslení záznějo-



Obr. 95. Zapojení stereofonního dekodéru s časovým dělením

vými kmitočty je velmi malé v celém kmitočtovém rozsahu. Na kmitočtu 1 kHz se zkreslení pohybuje okolo 0,25 %. Oddělení kanálů v zapojení s časovým dělením je 45 dB, u kmitočtového dělení 50 dB. Signály 19 kHz a 38 kHz na výstupu jsou potlačeny u obou typů zapojení v rozmezí od 35 dB do 45 dB. Napájecí napětí je 10 až 18 V, proud indikační žárovky může být až 0,2 A.

Převodník BCD/7 segmentů

Poměrně jednoduchý a levný převodník kódu BCD/7 segmentů lze realizovat zapojením podle obr. 96. V zapojení lze použít výprodejní tranzistory GS501, GS502 (v prodejně v Praze v Myslíkově ulici kus za tři koruny). Tranzistory je však třeba roztřídit podle zesilovacích činitelů a na jednotlivých pozicích zapojení použít typy se zesílením, které je uvedeno v obrázku. Odpory R_1, R_2, a R_3 se zvolí podle typu „displeje", tj. podle jeho napájecího napětí tak, aby jimi protékal proud asi 2 mA. Tak lze dosáhnout spínacího proudu 50 mA při úbytku napětí menším než 1 V.

Tranzistor T_{10} je určen pro indikátor přeplnění nebo pro desetinnou čárku. Vstupní invertory jsem nepoužil, protože obvod MH7475, pro který je převodník navržen, má i negované výstupy.

Obr. 97. Zdroj pro napájení pětimístného displeje se žárovkami

Při použití „displeje" se žárovkami je vhodné žárovky předžhavit ze zdroje záporného napětí, neboť se tím omezí proudové nárazy při sepnutí žárovky (studené vlákno žárovky má několikrát menší odpor, než vlákno rozsvícené žárovky) a zmenší se zatížení spínacích obvodů.

Zapojení bylo ověřeno se žárovkami 12 V/0,1 A při napájecím napětí U_b = 6 V, předžhavovací napětí U_p bylo −7 V, odpory R_1 až R_3 byly 2,7 kΩ a odpory R_t = 270 Ω/0,5 W.

Vhodný zdroj napájecího napětí k napájení pětimístného displeje je na obr. 97. Odběr proudu při pěti svítících jedničkách je asi 1,9 A, při pěti osmičkách 2,3 A. Zdroj se nesmí zapínat bez zátěže, neboť jeho výstupní napětí naprázdno (asi 11 V) by mohlo poškodit elektrolytické kondenzátory, které jsou na 6 V. Efektivní napětí na sekundárním vinutí síťového transformátoru je 2 × 7 V.

Závěrem upozorňuji na to, že je třeba vybírat i žárovky pro displej, neboť i když použijeme žárovky stejného typu, mohou se jednotlivé kusy z různých výrobních sérií dosti lišit, pokud jde o jejich svítivost.

Antonín Ďuriš

Obr. 96. Převodník BCD/7 segmentů se žárovkami. Použité součástky viz text

Nezapomeňte na
KONKURS AR-TESLA,
jehož uzávěrka je 15. září 1979. Podmínky a všechny další potřebné údaje byly uvedeny v AR A2/79 na str. 45.

Konstrukční část

Stereofonní přijímač VKV s automatickým laděním – KIT 78

Základní koncepce přijímače KIT 78

Přijímač KIT 78 je navržen jako druhý stereofonní přijímač VKV pro domácnost. Vzhledem k použitým integrovaným obvodům v nízkofrekvenční části nesplňuje požadavky na přijímač třídy Hi-Fi, požadované normou DIN 45 500. Vysokofrekvenční část spolu se stereofonním dekodérem požadavky této normy splňuje.

Při volbě zapojení přijímače bylo přihlédnuto k požadavku dosáhnout co největší citlivosti a odolnosti vůči intermodulačnímu zkreslení a křížové modulaci. Vzhledem k tomu, že přijímač KIT 78 je průběžně laděn od pásma OIRT do pásma CCIR, je nutné na vstupu jednotky VKV použít laděný obvod. Od tohoto vstupního obvodu požadujeme určitou selektivitu a přizpůsobení k anténě. Mezi vysokofrekvenčním předzesilovačem a směšovačem je zapojena pásmová laděná propust, která by měla mít co největší činitel jakosti, abychom dosáhli co nejužšího pásma a z toho vyplývajícího maximálního potlačení křížové modulace a signálů zrcadlových kmitočtů. Zároveň tím omezíme pronikání oscilačního napětí od antény.

Dalším požadavkem, který se snažíme splnit, je odolnost vůči silným signálům, aby je varikapy „neusměrňovaly" a tímto stejnosměrným napětím nebyly rozlaďovány ladě-

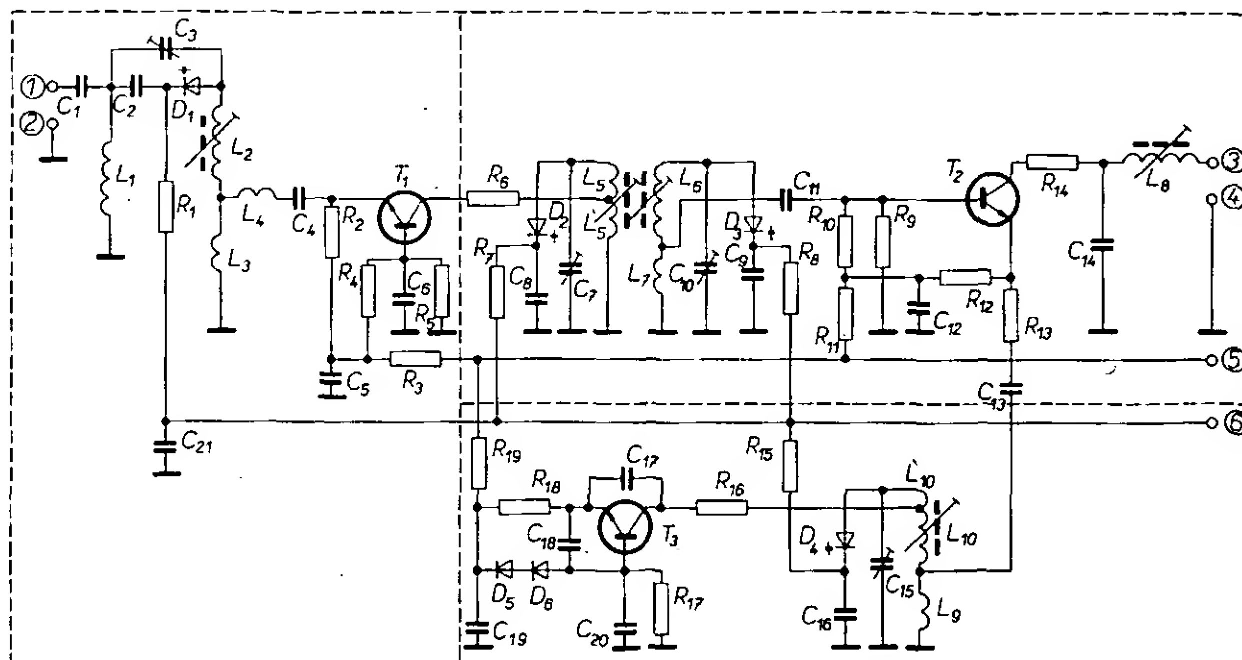
Obr. 1. Blokové a montážní schéma přijímače KIT 78

né obvody. Tento požadavek je možno splnit použitím vhodného tranzistoru ve vysokofrekvenčním předzesilovači, volbou ladicího napětí a použitím odděleného směšovače a oscilátoru.

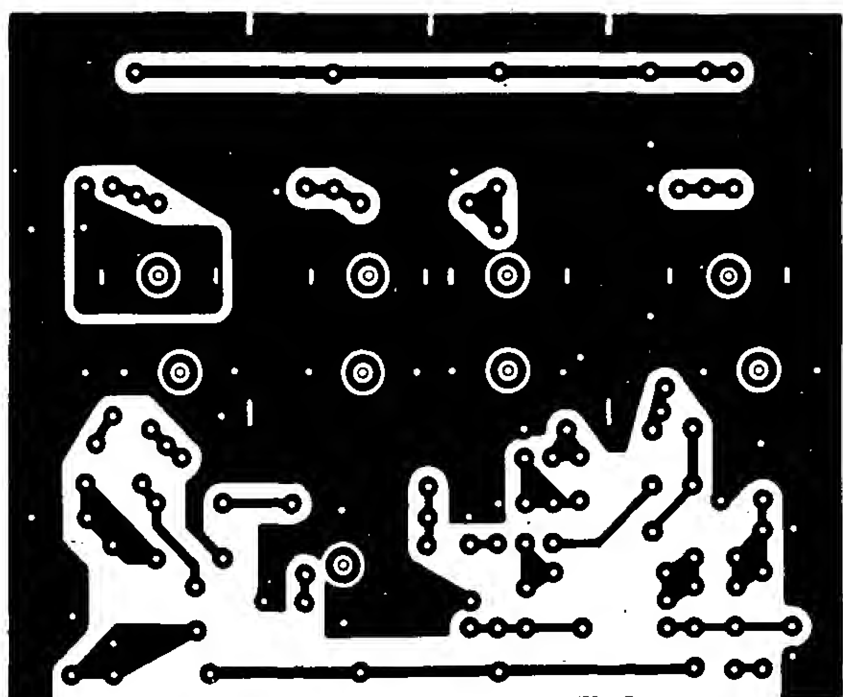
Na základě tohoto rozboru jsem se rozhodl použít jednotku VKV z tuneru KIT 74, která všechny výše uvedené požadavky splňuje [1].

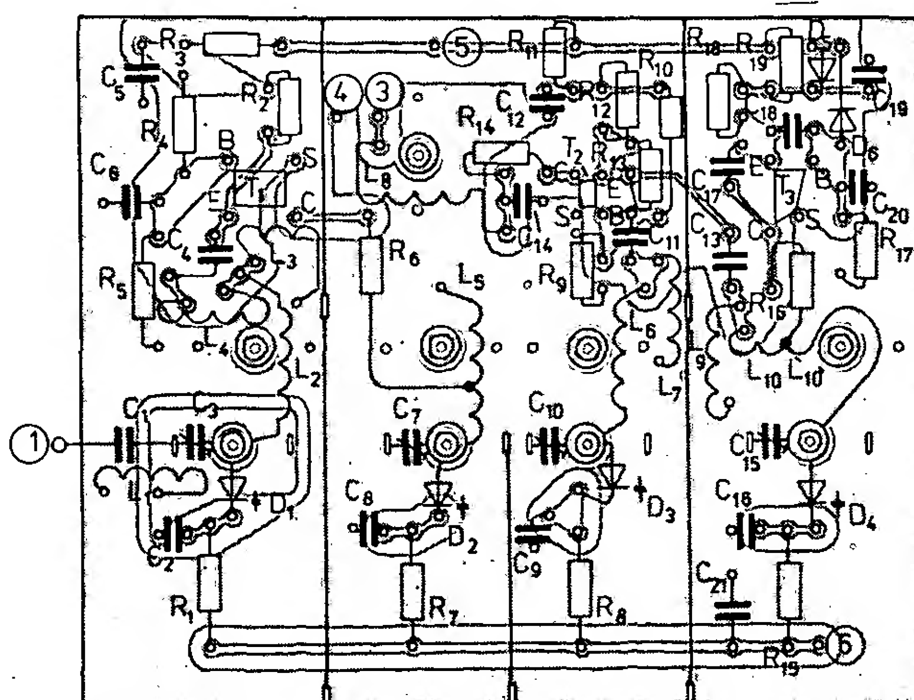
Za jednotkou VKV je zapojen mezifrekvenční zesilovač, který rovněž ovlivňuje jakost přijímače. Především musí mít vhodnou šířku pásma, aby přenesl bez zkreslení stereofonní signál. Šířka pásma v přijímači KIT 78 je dána šířkou pásma použitých keramických filtrů. Při vývoji tohoto mezifrekvenčního zesilovače byl sledován požadavek, aby při poměru signál/šum 26 dB již tento zesilovač limitoval. Jako zesilovací prvky byly použity integrované obvody MAA661 a tranzistor KF173. Zisk mezifrekvenčního zesilovače by měl být 100 až 120 dB. Na výstupu mf zesilovače je připojen obvod šumové brány, který byl až na malé změny (místo obvodu *LC* byl použit aktivní filtr *RC*) převzat z tuneru KIT 74 [1].

Dalším obvodem, který určuje kvalitu stereofonního přijímače, je stereofonní dekodér. V přijímači KIT 78 byl použit integrovaný obvod A290 z NDR (ekvivalent MC1310). Tento dekodér pracuje s fázovým závěsem PLL, takže veškeré změny součás-

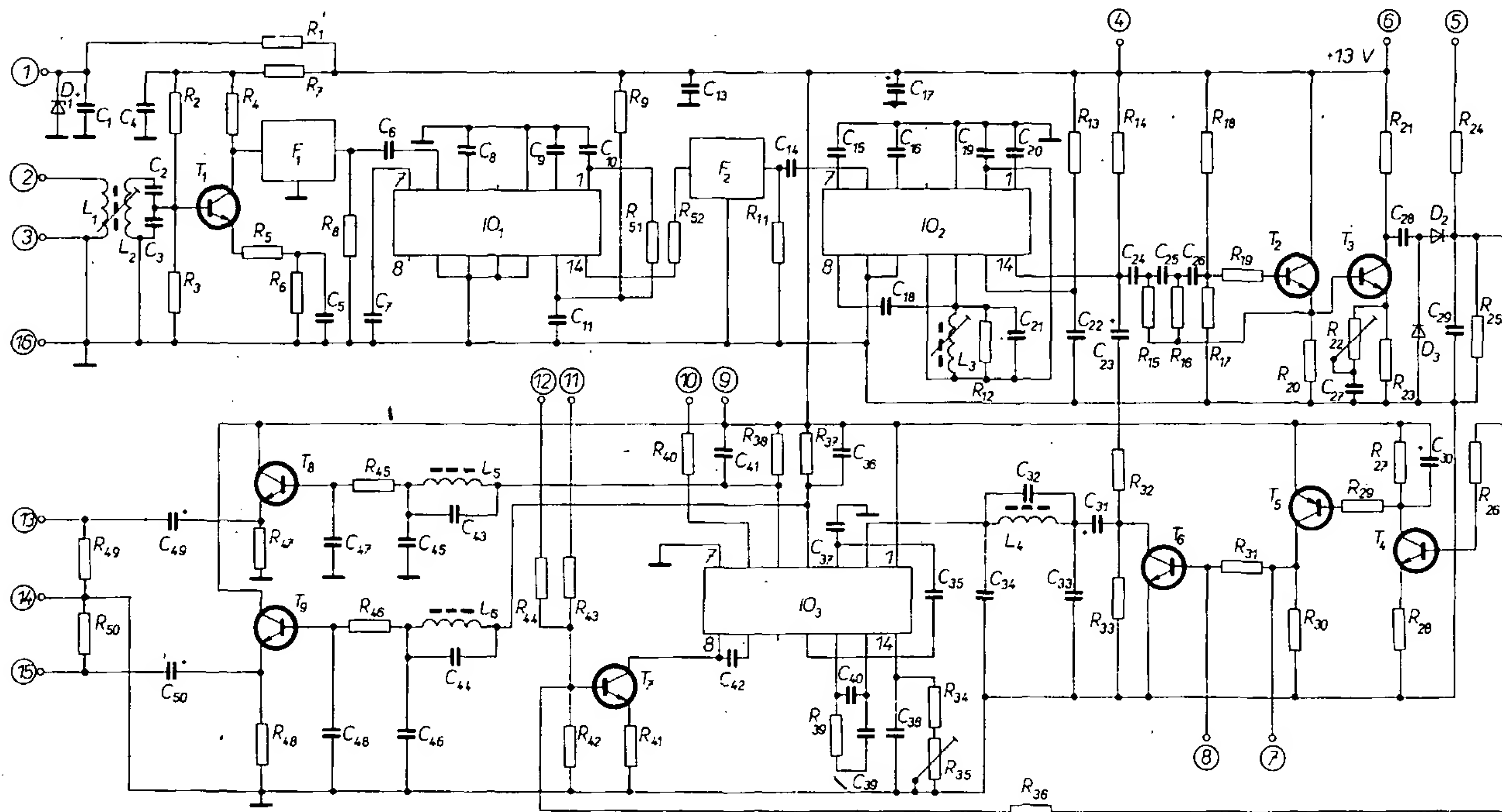


Obr. 2. Zapojení jednotky VKV

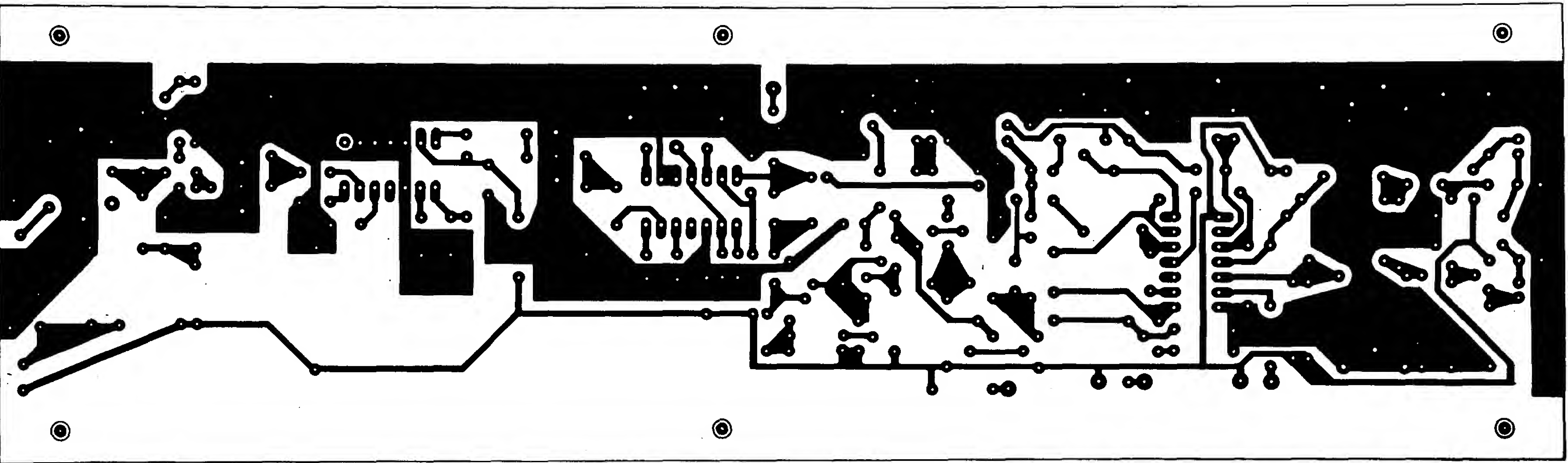




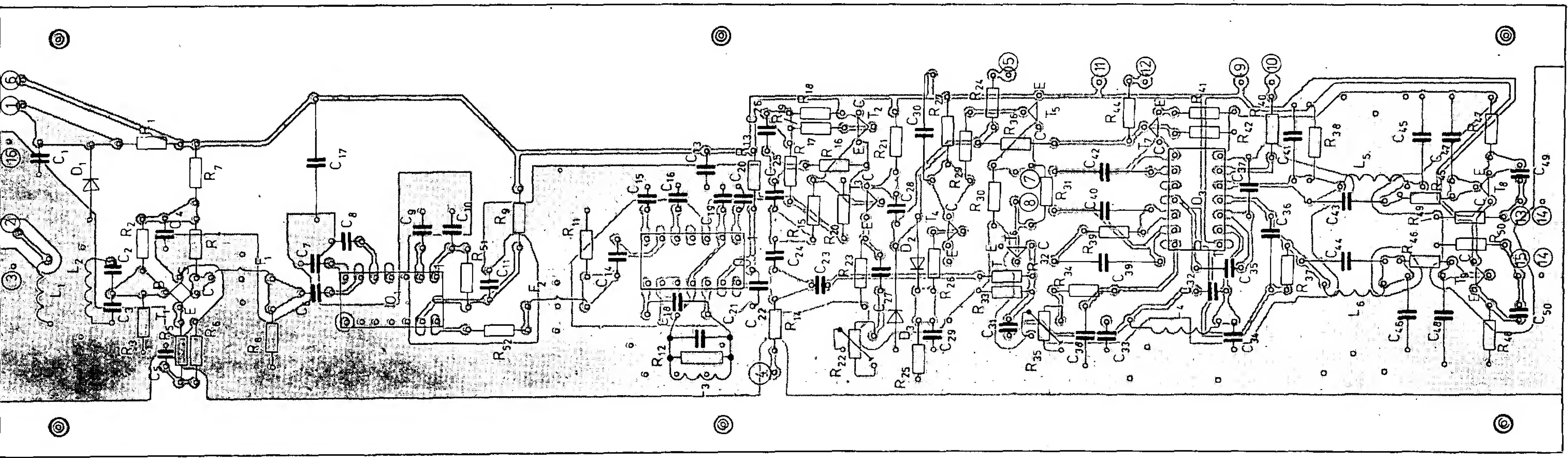
Obr. 3. Deska s plošnými spoji a rozložení součástek jednotky VKV (deska N229)



Obr. 4. Zapojení mf zesilovače, obvodu šumové brány a stereofonního dekodéru



Obr. 5. Deska s plošnými spoji N230 a rozložení součástek z obr. 4



tek, ať už s teplotou nebo stárnutím, jsou touto smyčkou vykompenzovány. Jeho další výhodou je snadná nastavitelnost bez použití stereofonního kodéru.

Za stereofonním dekodérem je přes tlačítko „Gramo" a „Mono" připojen nízkofrekvenční zesilovač s tónovými korekcemi.

K naladění vysílače je použit obvod automatického ladění [1] s vyklíčováním mezipásma.

Celý přijímač je napájen z jednoduchého zdroje. Napětí pro nf zesilovač není stabilizováno, kdežto napětí pro ostatní části je stabilizováno integrovanými obvody. Napájecí napětí pro automatické ladění je stabilizováno zvláštním integrovaným obvodem.

Blokové a montážní schéma přijímače KIT 78 je na obr. 1.

Technické parametry přijímače KIT 78

Kmitočtový rozsah: 65,5 až 73, 88 až 104 MHz.
Citlivost pro poměr s/š 26 dB: < 2 μV.
Šířka pásma: 180 kHz.
Přeslechy mezi kanály na kmitočtu 1 kHz: > 35 dB.
Potlačení AM: > 40 dB.
Výstupní výkon: 2× 4 W na impedanci 4 Ω.
Počet IO: 7.
Počet tranzistorů: 27.

Vstupní jednotka VKV

Z anténního konektoru je vstupní signál přiveden (obr. 2) přes kondenzátor C_1 na laděný vstupní obvod L_1, L_2, L_3, C_2, C_3 a D_1. Cívka L_1 slouží jako anténní vazební cívka. Z laděného vstupního obvodu je signál přes cívku L_4, která při správném nastavení zmenšuje šum jednotky VKV, a kondenzátor C_4 veden do emitoru vysokofrekvenčního předzesilovače T_1, pracujícího v zapojení se společnou bází. Do kolektoru tranzistoru T_1 je přes odpor R_6 (zabraňuje zakmitávání vf předzesilovače a zlepšuje stabilitu zapojení) připojeno primární vinutí pásmové propusti L_5, L'_5 a obvod s D_2, C_7 a C_8. Sekundární vinutí pásmové propusti L_6, L_7 a obvod C_{10}, C_9 a D_3 jsou indukčně vázány s primárním vinutím pásmové propusti. Z cívky L_7 je zesílený vstupní signál přes kondenzátor C_{11} přiveden do báze směšovače T_2. Do jeho emitoru je přiveden signál z oscilátoru T_3 přes kondenzátor C_{13} a odpor R_{13} (linearizuje průběh oscilačního napětí). Směšovač T_2 pracuje pro vstupní signál v zapojení se společným emitorem a pro oscilační signál v zapojení se společnou bází. Do kolektoru tranzistoru T_2 je přes odpor R_{14} připojeno primární vinutí mezifrekvenční pásmové propusti L_8 a C_{14}.

Oscilátor T_3 pracuje v zapojení se společnou bází a zpětná vazba mezi emitorem a kolektorem T_3 je kapacitní (kondenzátor C_{17}). Kondenzátor C_{18} zlepšuje stabilitu nakmitaného napětí. Kolektor T_3 je přes odpor R_{16} připojen na odbočku oscilačního obvodu L_{10}, L'_{10}, L_9, C_{15}, C_{16}, D_4. Oscilační napětí pro směšovač se odebírá z cívky L_9. Diody D_5, D_6 kompenzují teplotně oscilátor. Diody lze nahradit odporem.

Jednotka VKV je uzavřena v plechové krabičce. Vývody pro anténu, napájecí napětí a ladicí napětí jsou zhotoveny ze skleněných průchodek. Mf signál je veden z jednotky VKV souosým kabelem, jehož stínění musí být spojeno s příslušným místem na desce s plošnými spoji a nikoli s krabičkou. Jinak vzniká možnost pronikání krátkovlnných stanic na vstup mf zesilovače.

Zapojení jednotky VKV je na obr. 2 a deska s plošnými spoji s rozmístěním součástek na obr. 3.

Mezifrekvenční zesilovač

Z výstupu jednotky VKV je mezifrekvenční signál přiveden přes obvod L_1, L_2, C_2 a C_3 do báze tranzistoru T_1, který zesílí signál asi 15×. Zesílení je přibližně určeno poměrem odporů R_4 a R_5. Do kolektoru T_1 je zapojen keramický filtr. Odpory R_4 a R_8 jsou voleny tak, aby filtr byl přizpůsoben jak na vstupu, tak i na výstupu. Přes kondenzátor C_6 je filtr připojen na vstup integrovaného obvodu IO_1. V integrovaném obvodu IO_1 je pro zesílení signálu využit i detekční obvod, který je však nutno „rozvážit", aby nedocházelo k detekci (je uzemněn vývod *12* IO_1).

Odpor R_{51} zvětšuje šířku přenášeného pásma. Kondenzátor C_{10} musí mít malou kapacitu (asi 100 pF), aby mohl být přenesen nezkresleně úplný stereofonní signál. Druhý mf filtr je k výstupu IO_1 přizpůsoben odporem R_{52}. Odpor R_{11} slouží jednak jako zakončovací impedance filtru F_2 a jednak zabraňuje rozkmitání integrovaného obvodu IO_2. IO_2 je zapojen jako omezovací zesilovač a koincidenční detektor. Požadovaný fázový posuv 90° je dosažen kondenzátorem C_{18}. Na vývodu *14* IO_2 je k dispozici detekovaný, nízkofrekvenční signál a napětí pro ADK. Na tento vývod je připojen obvod šumové brány, stereofonní dekodér a obvod automatického ladění přes odpor R_{14}.

Obvod šumové brány

Při špatně vyladěném nebo slabém vysílači bude na vývodu *14* IO_2 šumové napětí, které užijeme k řízení obvodu šumové brány. Signál šumu obsahuje spektrum kmitočtů nad 100 kHz, které odfiltrujeme horní propustí C_{24}, C_{25}, C_{26}, R_{15}, R_{16}, R_{17} paralelně s R_{18} a T_2. Tranzistor T_2 je zapojen jako emitorový sledovač, abychom dosáhli impedančního přizpůsobení horní propusti a abychom nezatížili výstupní obvod nízkofrekvenčního signálu. Z emitoru tranzistoru T_2 je odfiltrovaný šumový signál přiveden do báze tranzistoru T_3, který ho zesílí. Odporem R_{22} můžeme měnit zesílení tranzistoru T_3 a tím i bod nasazení šumové brány. Do kolektoru T_3 je připojen přes kondenzátor C_{28} zdvojovač napětí s diodami D_2, D_3.

Přes odpor R_{24} do bodu 5 můžeme připojit ručkový měřicí přístroj, který funguje obráceně než běžný S-metr, tj. při minimálním signálu na vstupu je výchylka měřicího přístroje maximální a při silném vstupním signálu indikuje přístroj minimum.

Ze zdvojovače napětí je řízen stejnosměrný zesilovač s tranzistory T_4, T_5, který ovládá spínací tranzistor T_6, který zkratuje nízkofrekvenční signál na zem. Dělič R_{32}, R_{33} zabraňuje otevření tranzistoru T_6 při velkém nízkofrekvenčním signálu. Tím zabráníme zkreslení nf signálu. Tranzistor T_6 se otevírá při kladných půlvlnách nf signálu. Do kolektoru tranzistoru T_5 je přes bod *8* připojen obvod automatického ladění.

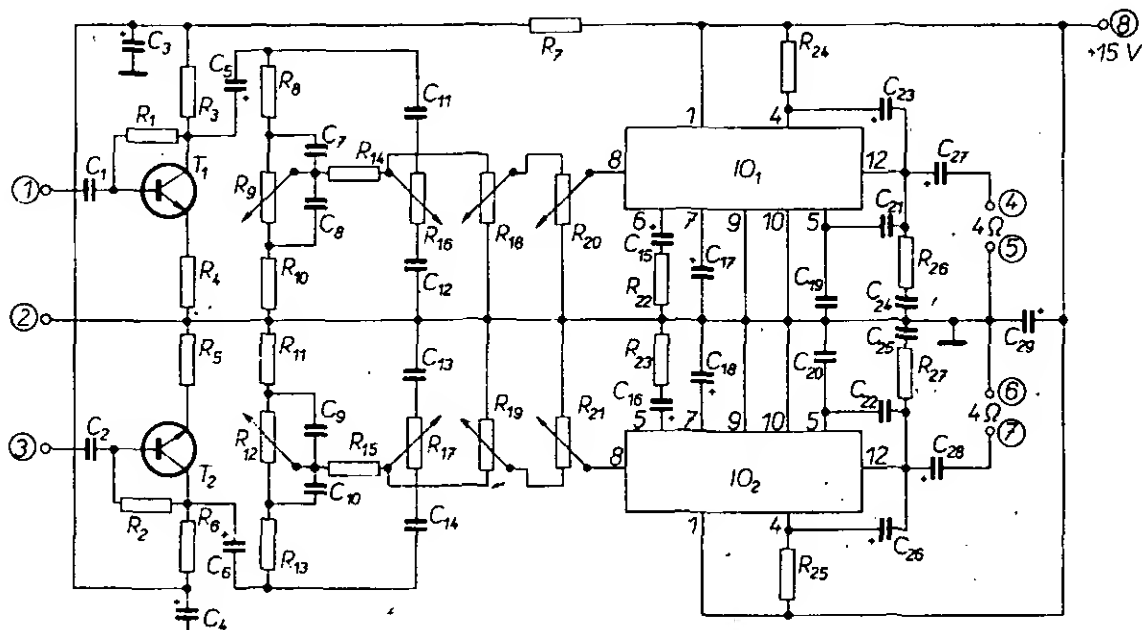
Stereofonní dekodér

Nízkofrekvenční signál z výstupu detektoru je přes kondenzátor C_{23}, odpor R_{32} a kondenzátor C_{31} přiveden na vstup dolní propusti C_{32}, C_{33}, C_{34} a L_4. Dolní propust potlačuje signál o kmitočtu 114 kHz (třetí harmonická pomocné nosné stereofonního signálu) a její propustná křivka musí být do kmitočtu 80 až 90 kHz rovná, aby bylo dosaženo i dobré fázové charakteristiky propusti. Použití dolní propusti má za následek i potlačení „cvrlikání" a svistů, které se objevují jako kombinační signály v reprodukci při příjmu stereofonního vysílání.

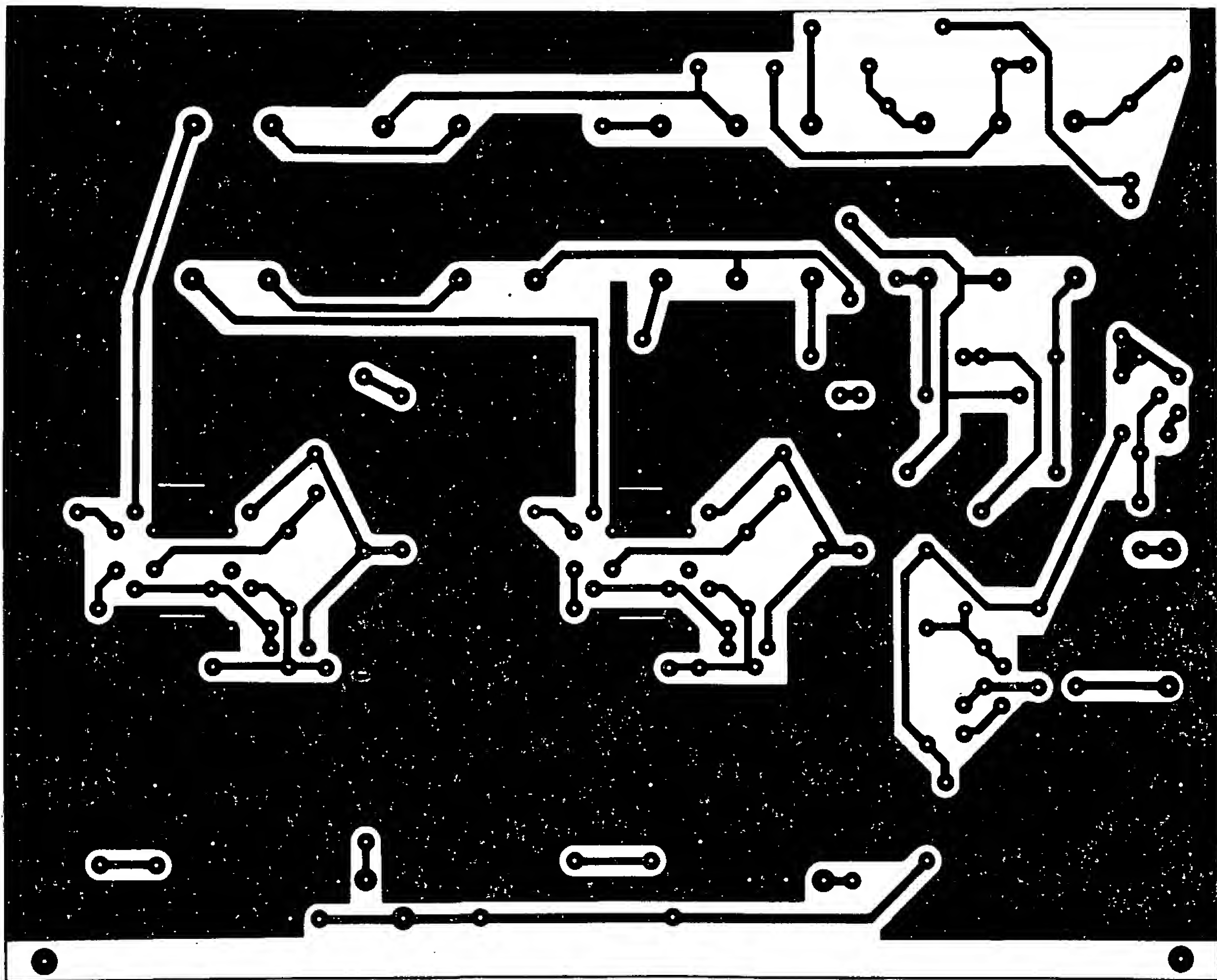
Vlastní dekodér pracuje na principu fázové smyčky PLL. Činnost dekodéru byla již podrobně popsána [2] a proto se věnuji jen některým odlišnostem. Proti známým zapojením je v dekodéru použit kondenzátor C_{37}, který zlepšuje přeslechy mezi kanály. Přepnutí z „mono" na „stereo" se realizuje tranzistorem T_7, který uzemňuje vývod *8* integrovaného obvodu IO_3. Tranzistor T_7 je řízen z obvodu šumové brány přes odpor R_{36}. Nuceného příjmu „mono" můžeme dosáhnout připojením odporu R_{44} (bod *12*) přes tlačítko „mono" na napájecí napětí (bod *11*). K výstupu stereofonního dekodéru je připojena dolní propust L_5 (L_6), C_{41} (C_{36}), C_{43} (C_{44}), C_{45} (C_{46}), R_{45} (R_{46}) a C_{47} (C_{48}). Za dolní propustí je připojen emitorový sledovač T_8 (T_9), abychom mohli stereofonní dekodér připojit k jakémukoli zesilovači. Dolní propust má mezní kmitočet 16 kHz, velké potlačení signálu pilotního kmitočtu 19 kHz a sleduje průběh deemfáze. Zapojení mezifrekvenčního zesilovače, obvodu šumové brány a stereofonního dekodéru je na obr. 4. Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek je na obr. 5.

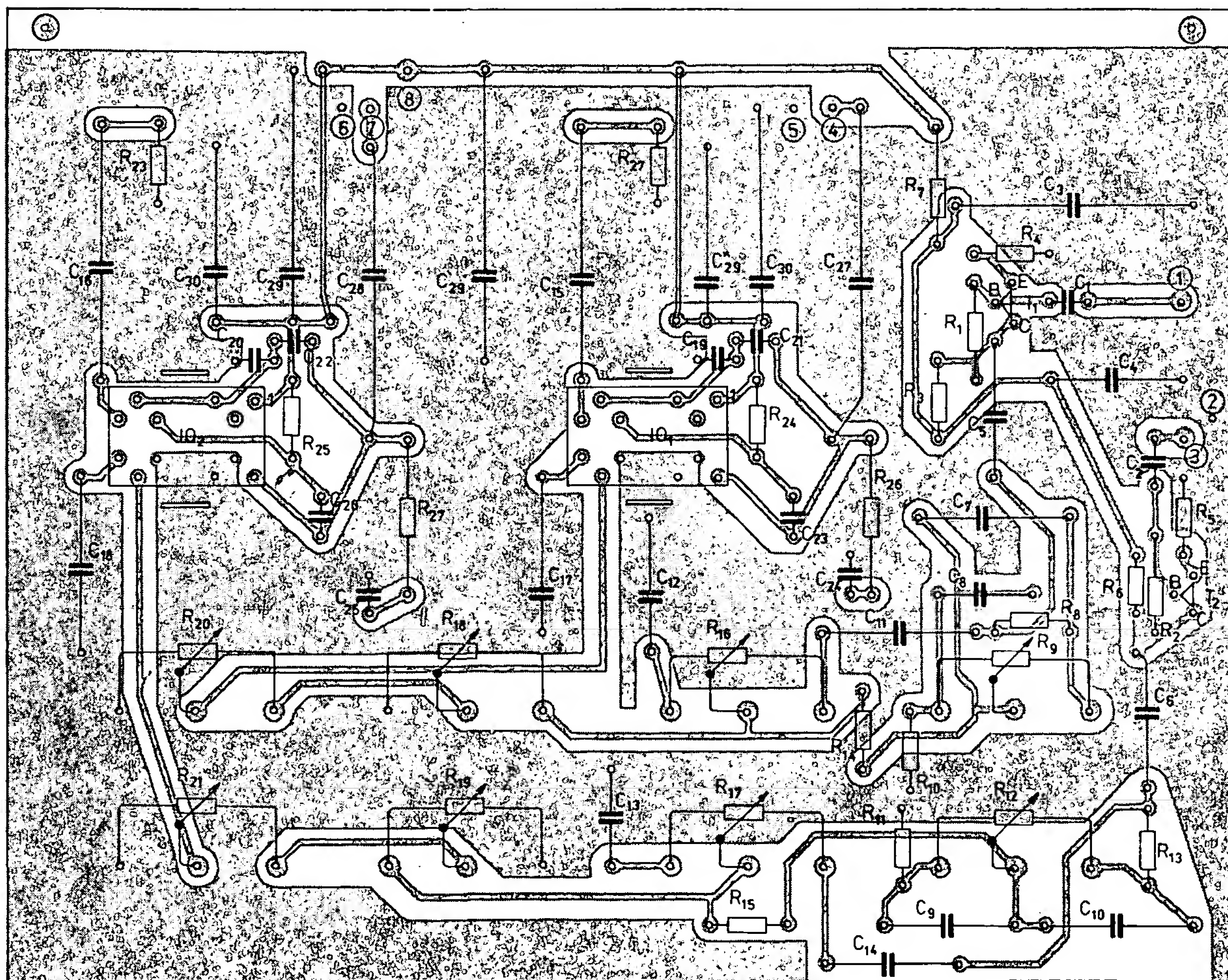
Nízkofrekvenční zesilovač

Zapojení nízkofrekvenčního zesilovače je na obr. 6. Z výstupu stereofonního dekodéru je nízkofrekvenční signál veden přes tlačítko „Gramo" na vstup nízkofrekvenčního zesilovače. Mezi jeho oba vstupy je zapojeno tlačítko „Mono" (viz obr. 1). Z tlačítka „Gramo" je nf signál přes odpor R_1 (viz obr. 1) přiveden na konektor „Monitor", ke kterému můžeme připojit vstup nahrávacího zesilovače magnetofonu. Přes kondenzátor



Obr. 6. Nízkofrekvenční zesilovač





Obr. 7. Deska s plošnými spoji N231 a rozložení součástek nf zesilovače

C_1 (C_2) na obr. 6 je nf signál veden do zesilovače s tranzistorem T_1 (T_2). Poměr odporů R_3 (R_6) a R_4 (R_5) určuje zesílení tranzistoru T_1 (T_2) a zpětná vazba zvětšuje vstupní odpor celého zesilovače.

Z výstupu T_1 (T_2) jde signál přes kondenzátor C_5 (C_6) na tónový korektor. Potenciometrem R_9 (R_{12}) můžeme měnit potlačení nebo zdůraznění hloubek o 14 dB na kmitočtu 100 Hz. Stupeň potlačení nebo zdůraznění hloubek můžeme měnit i změnou kondenzátorů C_7 (C_{10}) a C_8 (C_9) a částečně i změnou odporů R_8 (R_{13}) a R_{10} (R_{11}). Potenciometrem R_{16} (R_{17}) měníme potlačení nebo zdůraznění výšek o 14 dB na kmitočtu 10 kHz. Stupeň *potlačení nebo zdůraznění výšek můžeme* měnit i kondenzátory C_{11} (C_{14}) a C_{12} (C_{13}). Odpor R_{14} (R_{15}) zmenšuje vzájemné ovlivňování korektoru výšek a hloubek.

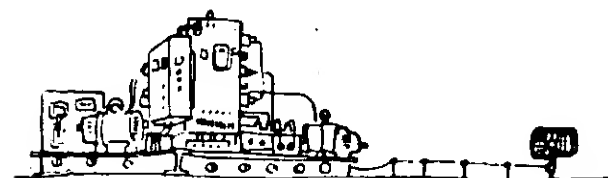
Vzájemné vyvážení (balance) obou kanálů se realizuje potenciometrem R_{18} (R_{19}). Hlasitost měníme potenciometrem R_{20} (R_{21}). Tento potenciometr musí být stejnosměrně spojen se vstupem integrovaného obvodu IO_1 (IO_2), protože z něho je odvozeno předpětí pro vstupní tranzistor v IO_1 (IO_2).

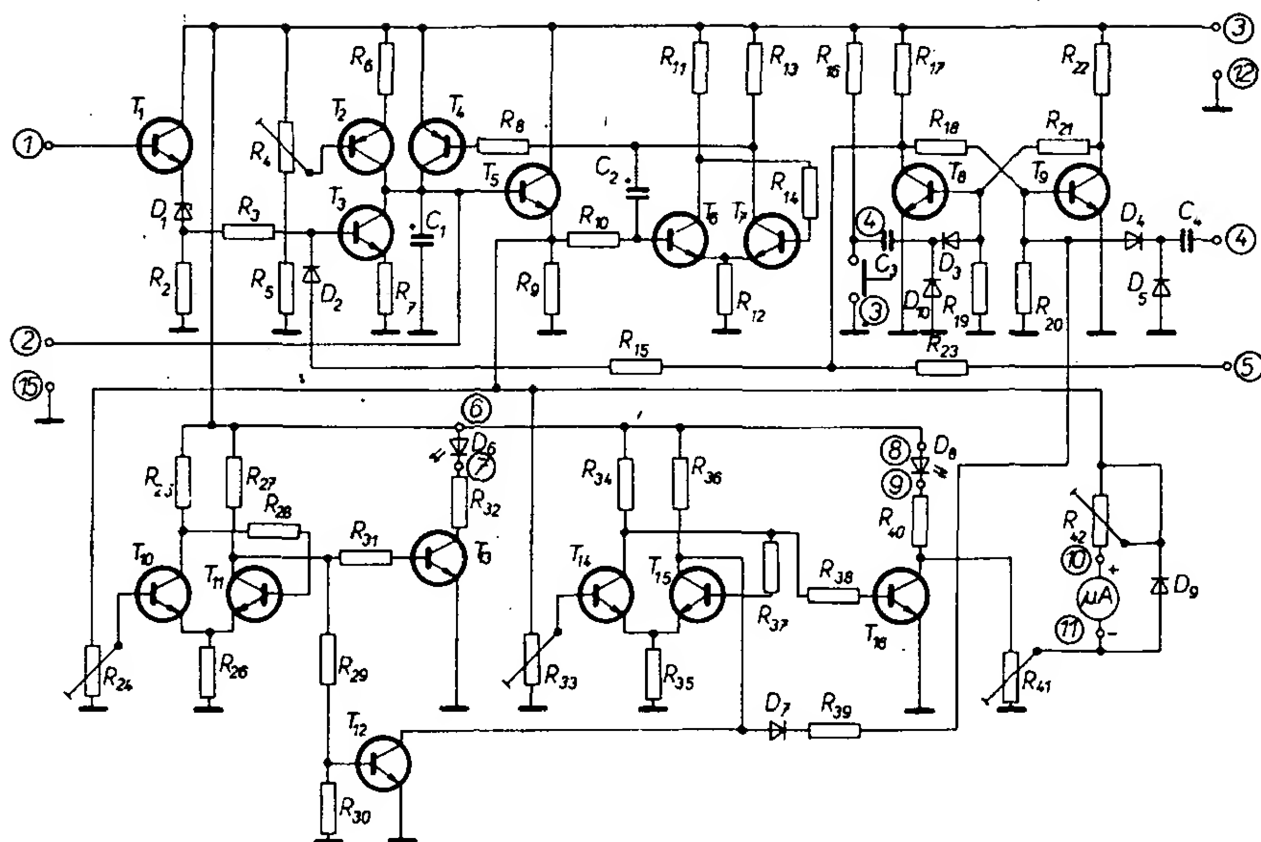
Za regulátorem hlasitosti je připojen výkonový zesilovač s integrovaným obvodem IO_1 (IO_2). Kmitočtové pásmo tohoto zesilovače je mimo jiné určeno i vnějšími součástkami C_{15} (C_{16}), C_{21} (C_{22}) a C_{27} (C_{28}). Jednotkový zisk pro signál o kmitočtu 1 kHz je určen odporem R_{22} (R_{23}). Dolní mezní kmitočet je omezen především odporem R_{22} (R_{23}), zatěžovací impedancí a kondenzátory C_{15} (C_{16}) a C_{27} (C_{28}). Horní mezní kmitočet je určen odporem R_{22} (R_{23}) a kondenzátorem C_{21} (C_{22}). Z vývodu 12 IO_1 (IO_2) je na vývod 4 zavedena zpětná vazba „bootstrap" kondenzátorem C_{23} (C_{26}), která zlepšuje přenos nízkých kmitočtů. Na výstupu je připojen článek *RC* R_{26} (R_{27}) a C_{24} (C_{25}), který potlačí *případné zákmity a vysokofrekvenční rušení.* K vývodu *7* IO_1 (IO_2) je připojen filtrační kondenzátor C_{17} (C_{18}), který odfiltruje rušení vzniklá na rozvodu napájecího napětí. Napájecí napětí je dodatečně vyfiltrováno kondenzátory C_{29}, C'_{29} a C''_{29}. Deska s plošnými spoji a rozložení součástek nízkofrekvenčního zesilovače je na obr. 7.

Obvod automatického ladění

Obvod automatického ladění na obr. 8 naladí po zapnutí přijímače první vysílač, jehož signál bude dostatečně silný. Na další vysílač se přijímač přeladí tlačítkem Tl_1, které musíme stlačit vždy, chceme-li ladit, neboť automat zastaví ladění vždy na nejbližším vysílači. Obvod automatického ladění ladí od nejvyššího k nejnižšímu kmitočtu.

Z bodu *4* mezifrekvenčního zesilovače (obr. 4) je napětí ADK přivedeno do báze tranzistoru T_1 (obr. 8), který spolu se Zenerovou diodou D_1 je zapojen jako konvertor napětí. Konverze napětí je nutná proto, abychom mohli naladit i vysílače, pro které potřebujeme ladicí napětí okolo 1 V. Odpor R_2 omezuje kolektorový proud tranzistoru T_1 a proud Zenerovou diodou D_1. Z diody D_1 je přes ochranný odpor R_3 přivedeno konvertované napětí ADK do báze T_3. Tranzistor T_3 je zapojen jako zdroj konstantního proudu,



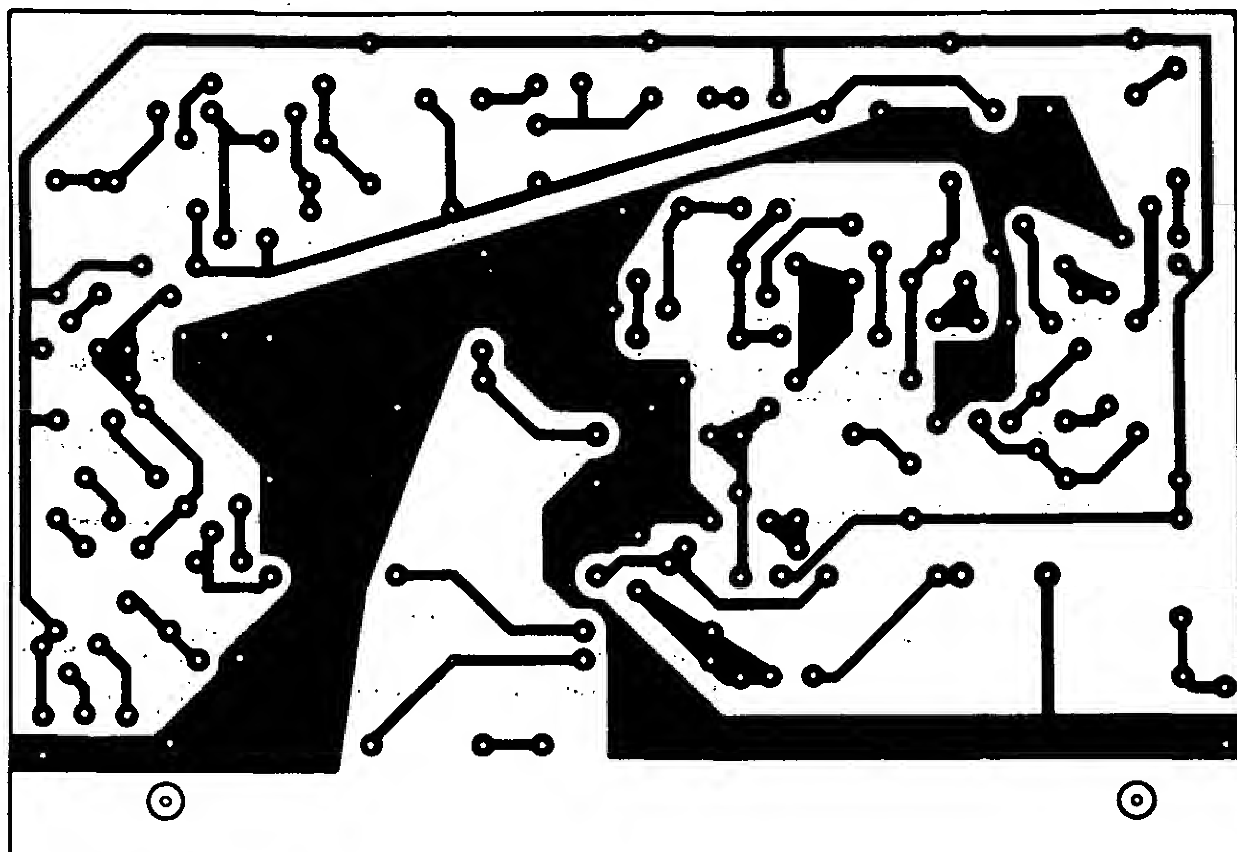


Obr. 8. Zapojení obvodu automatického ladění

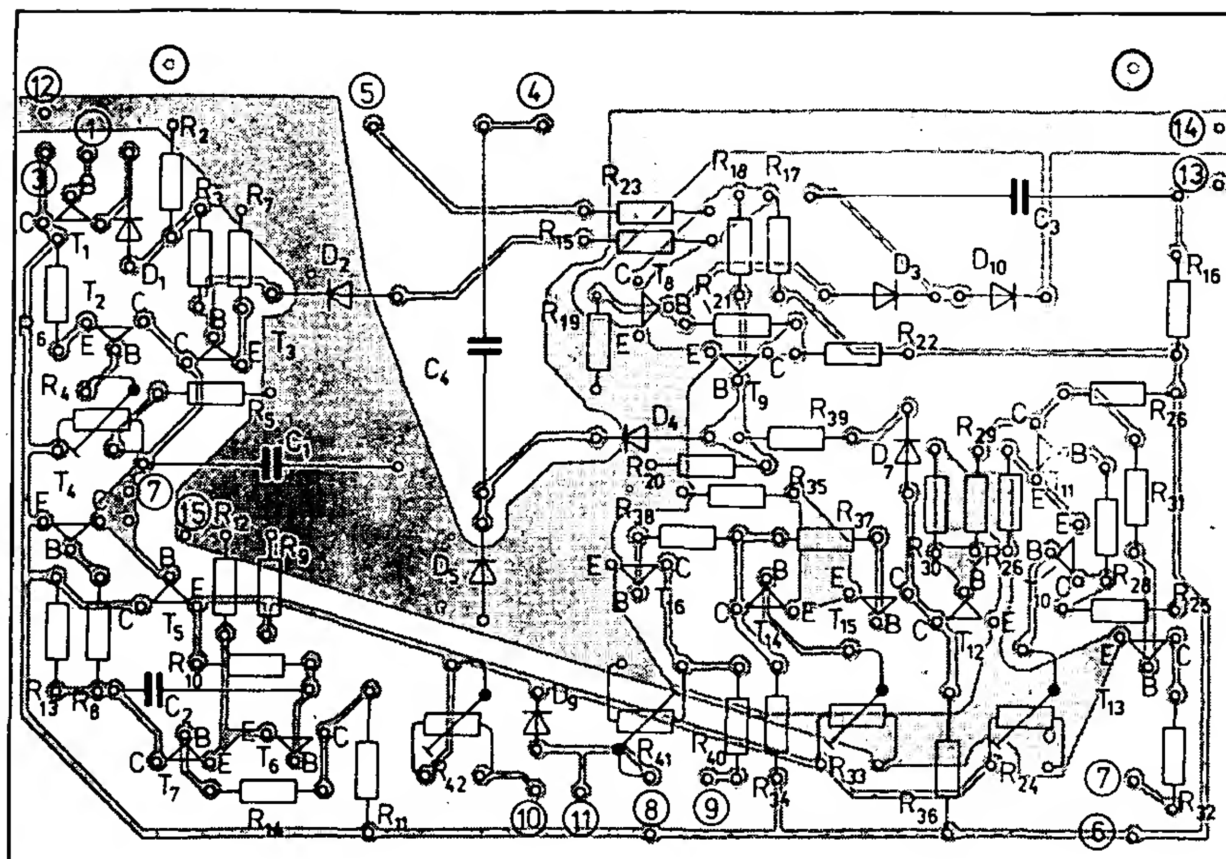
z kterého je nabíjen kondenzátor C_1. Tento zdroj konstantního proudu je jednak řízen napětím ADK a jednak přes diodu D_2 napětím ze zdroje ovládacího napětí. Tranzistor T_2 je zapojen jako zdroj referenčního proudu, jehož velikost nastavíme odporem R_4. Odpory R_6 a R_7 omezují horní a dolní mez ladicího napětí. Ladicí napětí pro jednotku VKV odebíráme z bodů *2* a *15*. Přes emitorový sledovač s tranzistorem T_5 je řízen monostabilní klopný obvod s tranzistory T_6 a T_7. Dosáhne-li ladicí napětí minimální velikosti, tranzistor T_6 se uzavře, napětí na jeho kolektoru se zvětší a otevře se tranzistor T_7. Z kolektoru tranzistoru T_7 je řízen nabíjecí tranzistor T_4, který nabije kondenzátor C_1 na maximální ladicí napětí. Odpor R_{12} je volen tak, aby při minimálním ladicím napětí se uzavřel tranzistor T_6 a otevřel se tranzistor T_7.

Jako zdroj ovládacího napětí je použit bistabilní klopný obvod s tranzistory T_8 a T_9, který je řízen zápornými impulsy z tlačítka Tl_1 a z obvodu šumové brány. Po stlačení tlačítka Tl_1 – „Ladění" se tranzistor T_8 uzavře záporným impulsem přes kondenzátor C_3 a diodu D_3 a napětí na jeho kolektoru *se zvětší asi na 9 až 10 V. Tímto napětím* se přes odpor R_{15} a diodu D_2 poruší rovnováha v obvodu tranzistoru T_3, jeho kolektorový proud se začne zvětšovat, čímž dojde k řízenému vybíjení náboje kondenzátoru C_1, což má za následek zmenšení ladicího napětí. Objeví-li se během poklesu ladicího napětí dostatečně silný vysílač, překlopí se bistabilní klopný obvod T_8, T_9 záporným impulsem, přivedeným do báze tranzistoru T_9 přes diodu D_4 a kondenzátor C_4 z bodu 7 obvodu šumové brány (obr. 4). Aby nevznikly rušivé jevy při stlačení tlačítka Tl_1, otevře se přes odpor R_{23} tranzistor T_6 v obvodu šumové brány (obr. 4, bod *8*). Po nalezení vysílače se tranzistor T_9 uzavře a T_8 otevře. Napětí na kolektoru T_8 klesne k nule a neovlivňuje činnost tranzistoru T_3.

Do emitoru tranzistoru T_5 je připojen obvod, který vyklíčuje vysílače v pásmu kmitočtů 73 až 88 MHz. Aby mohlo dojít k vyklíčování, je nutné v uvedeném pásmu potlačit zastavovací impuls, to znamená, že musíme potlačit impuls, který je přiváděn do báze tranzistoru T_9 z obvodu šumové brány. Monostabilní klopné obvody s tranzistory T_{10}, T_{11}, T_{14} a T_{15} pracují jako napěťově závislé spínače, které přes tranzistor T_{12}, diodu D_7 a odpor R_{39} blokují bistabilní klopný obvod T_8, T_9, tak, aby nemohl být ovládán zastavovacím impulsem. Odporem R_{24} *nastavíme na bázi tranzistoru* T_{10} *takové* napětí, aby byl tranzistor otevřen v pásmu kmitočtů 88 až 104 MHz. Zmenší-li se ladicí napětí pod napětí odpovídající kmitočtu



Obr. 9. Deska s plošnými spoji N232



a rozložení součástek z obr. 8

88 MHz, přestane tranzistor T_{10} vést, napětí na jeho kolektoru se zvětší a sepne tranzistor T_{11}. Napětí na jeho kolektoru se zmenší na nulu a svítivá dioda D_6, indikující ladění v pásmu 64 až 73 MHz, buzená tranzistorem T_{13}, zhasne.

Odporem R_{33} nastavíme na bázi tranzistoru T_{14} takové napětí, aby byl vodivý v pásmu kmitočtů 74 až 104 MHz. Při dosažení ladicího napětí menšího, než odpovídá ladicímu napětí pro kmitočet 73 MHz, se tranzistor T_{14} uzavře a otevře se tranzistor T_{15}. Napětí na jeho kolektoru se zmenší na nulu a dioda D_8, indikující ladění v pásmu 88 až 104 MHz, buzená tranzistorem T_{16}, zhasne.

Stav, kdy mají být vyklíčovány zastavovací impulsy, je vyhodnocen tranzistorem T_{12}. V pásmu kmitočtu 73 až 88 MHz je na kolektoru T_{12} kladné napětí, které brání překlopení zdroje ovládacího napětí zastavovacím impulsem.

Jako stupnice je použit ručkový měřicí přístroj, který využívá celé stupnice k indikaci v pásmu 64 až 73 MHz nebo v pásmu kmitočtů 88 až 104 MHz. Aby ručkový přístroj správně indikoval mezní kmitočty, je nutno správně nastavit odpory R_{41}, R_{42}.

Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek obvodu automatického ladění je na obr. 9.

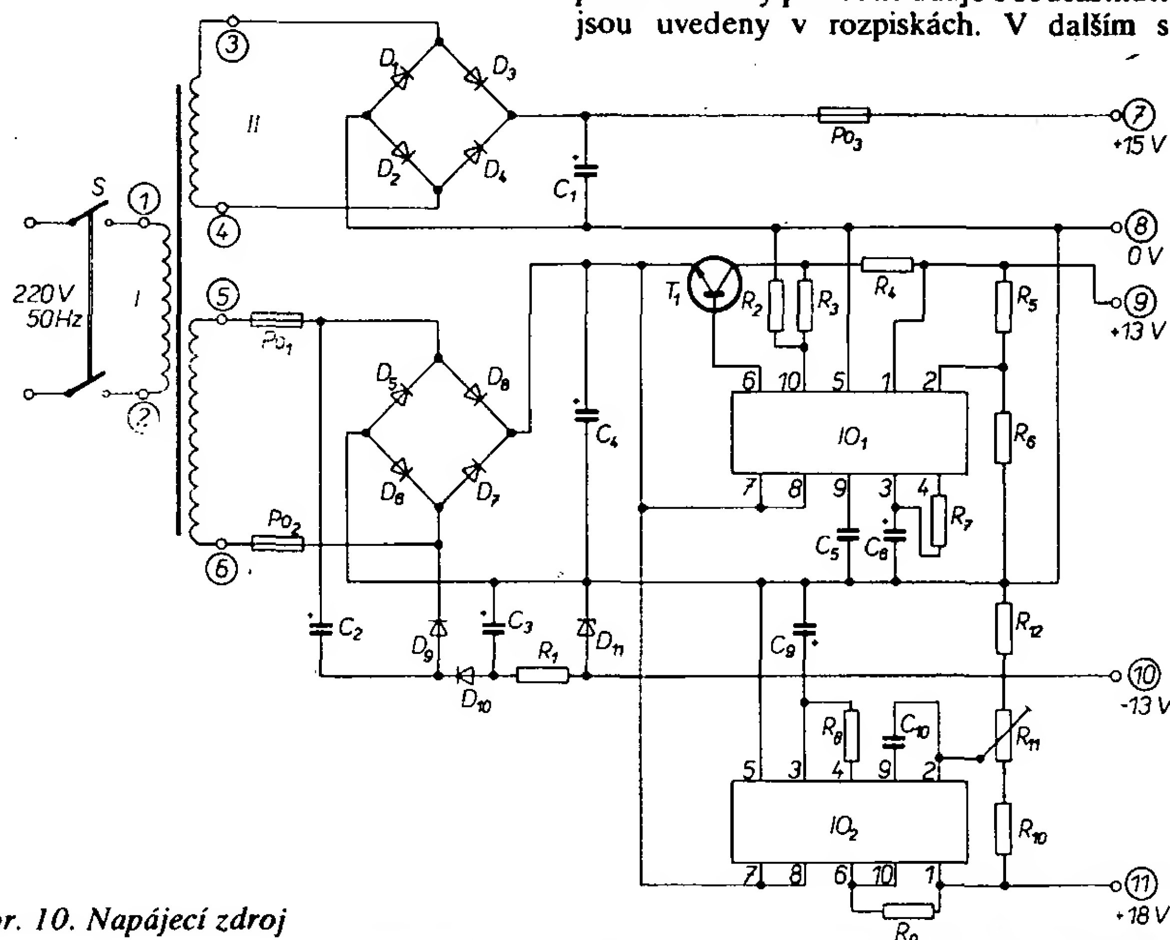
Napájecí zdroj

Zapojení napájecího zdroje je na obr. 10. Síťové napětí je na primární vinutí síťového transformátoru Tr_1 přivedeno přes síťový spínač S. Na sekundáru síťového transformátoru jsou dvě vinutí. Z jednoho vinutí je po usměrnění diodami D_1, D_2, D_3 a D_4 a vyfiltrování filtračním kondenzátorem C_1 přivedeno napětí přes pojistku Po_3 na nízkofrekvenční zesilovač. Z druhého vinutí přes pojistky Po_1, Po_2 přivedené střídavé napětí je usměrněno diodami D_5, D_6, D_7 a D_8 a vyfiltrováno kondenzátorem C_4. Z kondenzátoru C_4 je přes stabilizátor s tranzistorem T_1 a integrovaným obvodem IO_1 napájena deska mezifrekvenčního zesilovače a přes stabilizátor s integrovaným obvodem IO_2 obvod automatického ladění. K tomuto vinutí je připojen i zdvojovač napětí s diodami D_9, D_{10} a kondenzátorem C_2. Kondenzátor C_3 je filtrační a Zenerova dioda D_{11} stabilizuje napájecí napětí pro jednotku VKV.

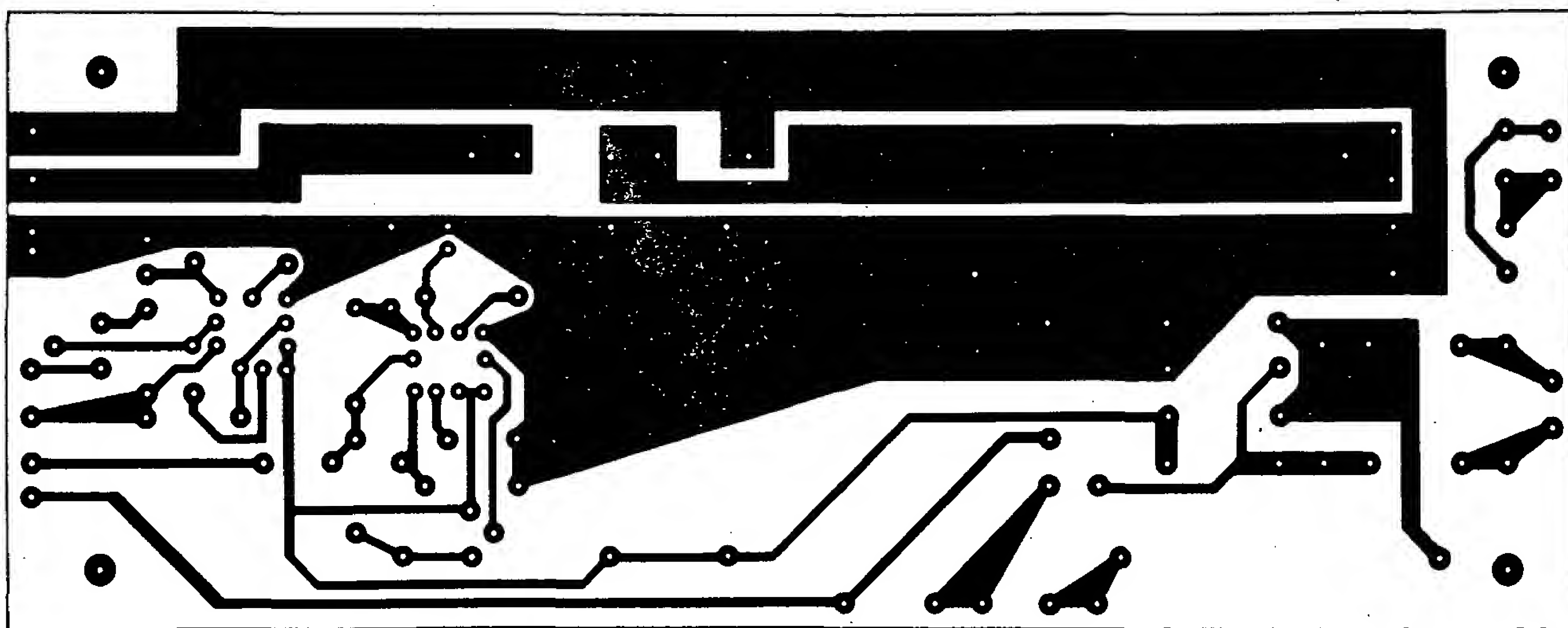
Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek je na obr. 11.

Elektrická a mechanická sestava

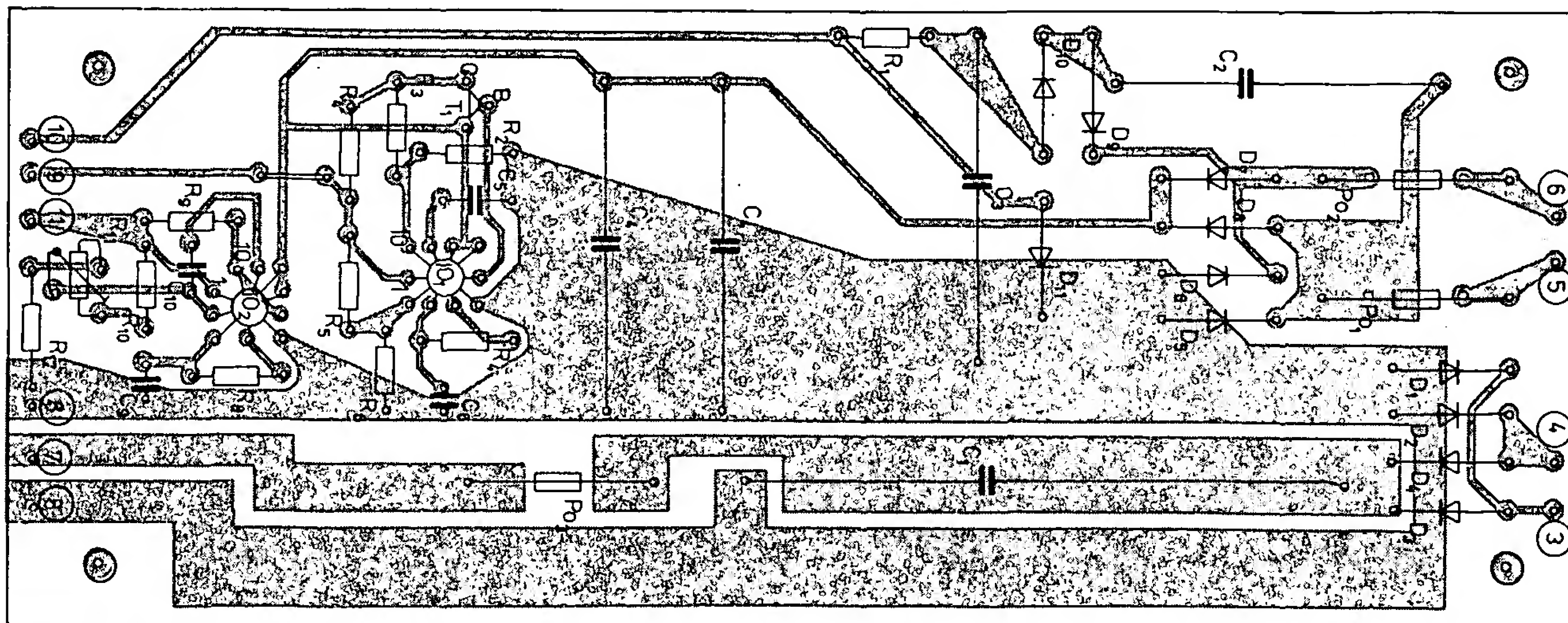
Hned v úvodu je nutno poznamenat, že stavba přijímače VKV vyžaduje pečlivou práci. Všechny potřebné údaje o součástkách jsou uvedeny v rozpiskách. V dalším si

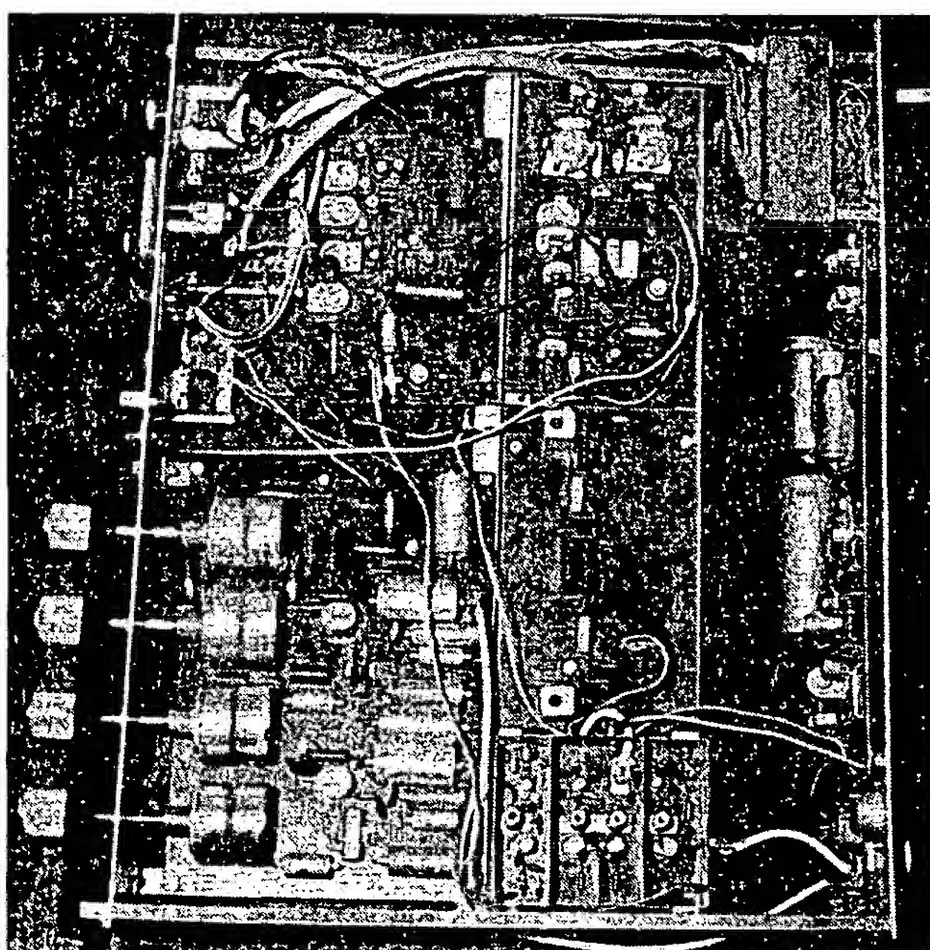


Obr. 10. Napájecí zdroj



Obr. 11. Deska s plošnými spoji N233 a rozložení součástek napájecího zdroje (na další straně)





Celkový pohled zboku na sestavený přijímač VKV. Vlevo dole je nf zesilovač, dole uprostřed vstupní jednotka VKV bez víka, zcela vpravo napájecí díl, uprostřed mf díl s dekodérem a vlevo nahoře obvody automatického ladění

Je-li napájecí zdroj v pořádku, přišroubujeme ho pomocí distančních podložek k panelu *1* (obr. 12) pomocí podložek *8*. Na panel *1* připevníme i konektory „Gramo", „Monitor", levý a pravý reproduktorový konektor a souosý konektor pro anténu.

Zadní panel *1* (obr. 12) je s předním panelem *2* spojen distančními tyčemi *4* a *5*. Na distanční tyče *5* přišroubujeme držáky desky mf zesilovače a jednotky VKV. Osadíme desku mf zesilovače a podle kmitočtu keramických filtrů naladíme na maximální výstupní napětí cívky L_2 a L_3. Generátor připojíme na L_1 a zkontrolujeme, zda mf zesilovač omezuje již při vstupním napětí 5 μV.

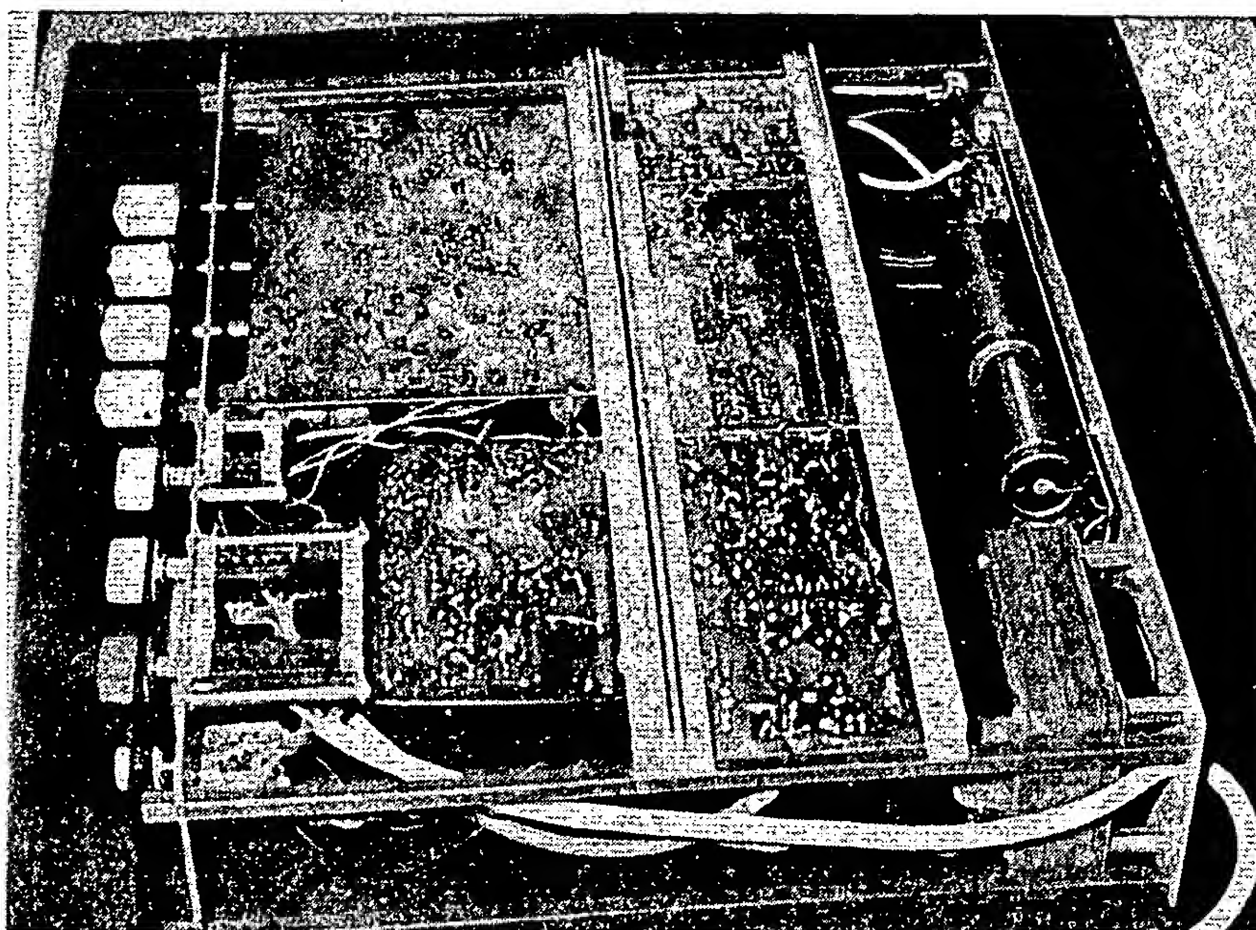
Osazenou desku jednotky VKV zasuneme do připravené krabičky a zem jednotky propájíme s krabičkou. Jednotku připevníme bez spodního víčka k držáku a propojíme ji s cívkou L_1 v mf zesilovači. Do díry pro tlačítko Tl_1 upevníme lineární potenciometr 50 až 100 kΩ, připojíme k němu napětí pro obvod automatického ladění a z běžce odebíráme ladicí napětí pro jednotku VKV.

Po kontrole stejnosměrných napětí na tranzistorech začneme s vlastním nastavováním jednotky. Ladicí napětí nastavíme na 1 V a vlnoměrem zkontrolujeme, kmitá-li oscilátor na kmitočtu 76,2 MHz. Kapacitní trimry jsou nastaveny do středu. Kmitá-li oscilátor na jiném kmitočtu, doladíme ho jádrem cívky L_{10}, L'_{10}. Poté zvětšíme ladicí napětí na 18 V a kondenzátorem C_{15} naladíme kmitočet 114,7 MHz.

uvedeme postup při sestavování přijímače KIT 78 a nastavení jednotlivých dílů.

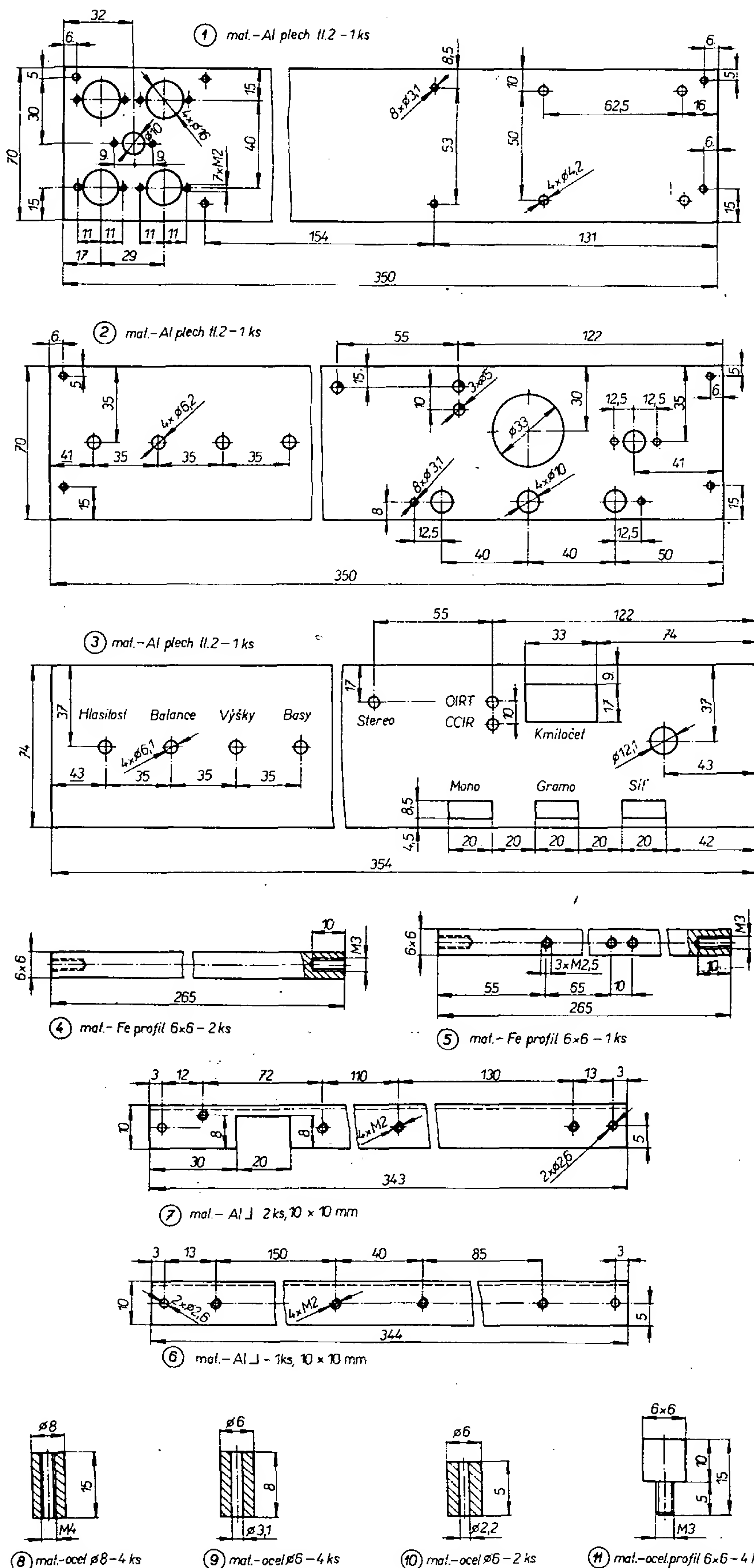
Jako první začneme osazovat desku napájecího zdroje. Po osazení desky a zkontrolování střídavých napětí Avometem II (vinutí II asi 11 V, vinutí III asi 20 V) zkontrolujeme stejnosměrná napětí. Na bodě 7 (obr. 10) by mělo být bez zatěžovacího odporu napětí 15 až 16 V. Při zatížení proudem 1 A se toto napětí zmenší na 12 až 13 V. Avomet zapojíme mezi body *8* a *9*. Výstupní napětí by mělo být 13 V. Pokud tak není, nastavíme ho odporem R_5 (nebo R_6). Při zatížení proudem 100 mA by se toto napětí měnit nemělo. Zatěžovací odpor mezi body *7* a *8* zůstává připojen.

Poté připojíme Avomet mezi vývody *11* a *8* a zatížíme obvod odporem tak, aby jím protékal proud 30 mA. Odporem R_{11} nastavíme napětí 18 V. Po odpojení zatěžovacího odporu musí být toto napětí konstantní. Avomet přepojíme mezi vývody *10* a *8* a změříme napětí. Při odběru 10 mA by se toto napětí nemělo měnit. Napětí na vývodu *10* je závislé na výběru Zenerovy diody D_{11}.



Pohled zdola na sestavený přijímač

Generátor přepojíme na vstupu mf zesilovače do báze tranzistoru T_2 v jednotce VKV, přes kondenzátor 10 nF uzemníme emitor T_2 a otáčením jádrem cívky L_8 naladíme na výstupu mf zesilovače maximální signál. Kondenzátor 10 nF z emitoru T_2 odpojíme, generátor připojíme na kolektor T_1 a při napětí 1 V a kmitočtu 65,5 MHz doladíme cívky L_5, L'_5 a L_6. Ladicí napětí zvětšíme na 18 V a kmitočet generátoru na 104 MHz.



Obr. 12. Mechanické díly přijímače KIT 78

Doladíme kondenzátory C_7 a C_{10}. Generátor přepojíme do anténního konektoru, nastavíme ladicí napětí 1 V a kmitočet 65,5 MHz a cívkou L_2 nastavíme na výstupu mf zesilovače maximální signál. Ladicí napětí zvětšíme na 18 V a kmitočet generátoru na 104 MHz a obvod doladíme kondenzátorem C_3. Celý postup několikrát opakujeme, až dosáhneme maximální citlivosti. U některých vzorků, u nichž byly pečlivě vybrány varikapy, se citlivost pohybovala až kolem 1 µV.

Po skončeném ladění osadíme obvod šumové brány. Odporem R_{22} (obr. 4) otáčíme tak dlouho, až zmizí šum mezi stanicemi.

Osadíme dekodér a z tónového generátoru přivedeme na vstup signál o kmitočtu 19 kHz. Otáčíme odporem R_{35}, až se rozsvítí svítivá dioda D_1 (obr. 1). Tónovým generátorem zkontrolujeme a doladíme vstupní a výstupní filtry.

Na přední subpanel *2* (obr. 12) přišroubujeme tlačítko Tl_2 a Tl_3 a propojíme je s deskou mf zesilovače a konektory „Gramo“ a „Monitor“ stíněnými vodiči.

Osazenou desku nízkofrekvenčního zesilovače zkontrolujeme tónovým generátorem, přichytíme ji na držák *6* (obr. 12) a propojíme ji stíněným vodičem s tlačítkem „Mono“. Výstupy zesilovačů propojíme s odpovídajícími konektory.

Jako poslední začneme osazovat desku automatického ladění, která je přichycena na držáku *6*. Jako první osadíme tranzistory T_1, T_2, T_3 a T_5. Bázi T_1 propojíme s bodem *4* (obr. 4) a na emitoru T_5 nastavíme napětí 9 až 10 V odporem R_4. Signální generátor je odpojen. Osadíme tranzistory T_4, T_6, T_7, T_8 a T_9 a realizujeme příslušná propojení s deskou mf zesilovače a tlačítkem Tl_1. Výstup *2* propojíme s jednotkou VKV. Připojíme signální generátor na vstup jednotky VKV a kontrolujeme, pracuje-li správně obvod automatického ladění. Generátor prolaďujeme od 65 MHz do 104 MHz.

Poté osadíme tranzistory T_{10}, T_{11}, T_{12}, T_{14} a T_{15}. Generátorem ladíme v pásmu kmitočtů 88 až 104 MHz a odpor R_{24} nastavíme tak, aby tranzistor T_{10} byl sepnut, tj. aby na jeho kolektoru bylo téměř nulové napětí. Odporem R_{33} nastavíme nulové napětí na kolektoru T_{14}, když ladíme generátorem v pásmu 74 až 104 MHz. Nakonec zapojíme tranzistory T_{13} a T_{16} a indikační diody D_6 a D_8.

Poslední operací je nastavení ručkového měřicího přístroje a jeho cejchování. Generátor nastavíme na kmitočet 104 MHz a odporem R_{42} nastavíme maximální výchylku ručky. Přeladíme na kmitočet 88 MHz a odporem R_{41} nastavíme minimální výchylku ručky. Celý postup několikrát opakujeme.

Po skončeném nastavování do distančních tyčí našroubujeme distanční podložky *11*, na které Epoxy 1200 přilepíme přední panel *3*. Celý přijímač zasuneme do skříňky.

Literatura

[1] *Kryška, L.*: Radiový konstruktér č. 6/75.

[2] *Němec, V.*: Amatérské radio řada A č. 5 a 6/77.

[3] Firemní literatura TESLA Rožnov.

Seznam součástek

Jednotka VKV (obr. 2)

Odpory (všechny TR 112a)	
R_1	68 kΩ
R_2	1,2 kΩ
R_3	220 Ω
R_4	2,7 kΩ
R_5	5,6 kΩ

R	10 Ω
R_7, R_8	33 kΩ
R_9	10 kΩ
R_{10}	3,9 kΩ
R_{11}	220 Ω
R_{12}	1,2 kΩ
R_{13}	10 Ω
R_{14}	180 Ω
R_{15}	33 kΩ
R_{16}	12 Ω
R_{17}	10 kΩ
R_{18}	1,2 kΩ
R_{19}	220 Ω

Kondenzátory

C_1	TK 724, 330 pF
C_2	TK 724, 1 nF
C_3	WK 70122
C_4, C_5	TK 724, 2,2 nF
C_6	TK 724, 2,2 nF
C_7	WK 70122
C_8	TK 724, 1 nF
C_9	TK 724, 1 nF
C_{10}	WK 70122
C_{11}, C_{12}, C_{13}	TK 724, 2,2 nF
C_{14}	TK 754, 150 pF
C_{15}	WK 70122
C_{16}	TK 754, 100 pF
C_{17}	TK 350, 2,7 pF
C_{18}	TK754, 27 pF
C_{19}, C_{20}	TK 724, 2,2 nF
C_{21}	TK 744, 10 nF

Tranzistory a diody

D_1 až D_4	4-KB105G
F_5, D_5	KA206
T_1	KF173
T_2, T_3	KF525

Cívky

L_1	vzduchová, levotočivá, 3 závity drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L_2	levotočivá na kostřičce 4PA 260 17, 8 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostřičky 5 mm)
L_3	vzduchová, levotočivá, 2 závity drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L_4	vzduchová, levotočivá, 1,5 závitu drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L_5	pravotočivá na kostřičce 4PA 260 17, 2,5 závitu drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostřičky 5 mm)
L'_5	vine se společně s L_5, pravotočivá, 5,5 závitu drátu o Ø 0,5 mm CuL
L_6	pravotočivá na kostřičce 4PA 260 17, 7,5 závitu drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostřičky 5 mm)
L_7	vzduchová, levotočivá, 3,5 závitu drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L_8	levotočivá na kostřičce 4PA 260 17, 16 závitů drátu o Ø 0,3 mm CuL (průměr kostřičky 5 mm)
L_9	smyčka délky 17 mm, 0,5 závitu drátu o Ø 0,5 mm CuL
L_{10}	pravotočivá na kostřičce 4PA 260 17, 4,5 závitu drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostřičky 5 mm)
L'_{10}	vine se společně s L_{10}, 2,5 z drátu o Ø 0,5 mm CuL

Cívky L_2, L_5, L_6 a L_{10} mají jádro M4 ×0, 5 ×10 mm z hmoty N01, cívka L_8 má jádro z hmoty N05 stejných rozměrů

Mf zesilovač (obr. 4)

Odpory (kromě R_1 všechny TR 112a) a trimry

R_1	TR 151, 220 Ω
R_2	18 kΩ
R_3	5,6 kΩ
R_4	330 Ω
R_5	22 Ω
R_6	270 Ω
R_7	220 Ω
R_8	330 Ω
R_9	180 Ω
R_{10}	–
R_{11}	330 Ω
R_{12}	5,6 kΩ
R_{13}	220 Ω
R_{14}	6,8 kΩ
R_{15}	10 kΩ
R_{16}	10 kΩ
R_{17}	15 kΩ
R_{18}	39 kΩ
R_{19}	1 kΩ
R_{20}	2,2 kΩ
R_{21}	2,7 kΩ
R_{22}	TP 011, 1 kΩ
R_{23}	10 kΩ
R_{24}	podle měřidla
R_{25}	22 kΩ
R_{26}	47 kΩ
R_{27}	47 kΩ
R_{28}	330 Ω
R_{29}	10 kΩ
R_{30}	3,9 kΩ
R_{31}	10 kΩ
R_{32}	10 kΩ
R_{33}	10 kΩ
R_{34}	15 kΩ
R_{35}	TP 011, 4,7 kΩ
R_{36}	1,5 kΩ
R_{37}	5,6 kΩ
R_{38}	5,6 kΩ
R_{39}	1 kΩ
R_{40}	820 Ω
R_{41}	10 Ω
R_{42}	27 kΩ
R_{43}	1 MΩ
R_{44}	10 kΩ
R_{45}	5,6 kΩ
R_{46}	5,6 kΩ
R_{47}	10 kΩ
R_{48}	10 kΩ
R_{49}	0,47 MΩ
R_{50}	0,47 MΩ
R_{51}	1,5 kΩ
R_{52}	220 Ω

Kondenzátory

C_1	TE 004, 50 µF
C_2, C_3	TGL 5155, 330 pF
C_4	TK 783, 0,1 µF
C_5	TK 764, 22 nF
C_6	TK 724, 1,5 nF
C_7, C_8	TK 764, 22 nF
C_9, C_{11}	TK 764, 22 nF
C_{10}	TK 754, 100 pF
C_{12}	–
C_{13}	Tk 783, 0,1 µF
C_{14}	TK 724, 1,5 nF
C_{15}	TK 764, 22 nF
C_{16}	TK 764, 22 nF
C_{17}	TE 984, 50 µF
C_{18}	TK 754, 18 pF
C_{19}	TK 764, 22 nF
C_{20}	TK 754, 100 pF
C_{21}	TGL 5155, 100 pF
C_{22}	TK 783, 0,1 µF
C_{23}	TE 004, 5 µF
C_{24}, C_{25}	TK 774, 150 pF
C_{26}	TK 774, 150 pF
C_{27}	TK 783, 0,1 µF
C_{28}	TK 724, 1 nF
C_{29}	TK 783, 47 nF
C_{30}	TE 986, 2 µF
C_{31}	TE 004, 5 µF
C_{32}	TK 754, 82 pF
C_{33}, C_{34}	TK 754, 100 pF
C_{35}	TK 783, 47 nF
C_{36}	TGL 5155, 1,8 nF
C_{37}	ZGL 5155, 270 pF
C_{38}	TGL 5155, 470 pF
C_{39}	TC 215, 9,47 µF
C_{40}	TC 215, 0,22 µF
C_{41}	TGL 5155, 1,8 nF
C_{42}	TC 215, 0,47 µF
C_{43}, C_{44}	TGL 5155, 2,2 nF
C_{45}, C_{46}	TGL 5155, 3,3 nF
C_{47}, C_{48}	TGL 5155, 3,3 nF
C_{49}	TE 005, 2 µF
C_{50}	TE 005, 2 µF

Polovodičové prvky

IO_1, IO_2	MAA661
IO_3	A290 (RFT, NDR)
D_1	KZ260 9V1
D_2, D_3	GA203
T_1	KF173
T_2 až T_4	KC148
T_5	KF517
T_6, T_7	KC148
T_8, T_9	KC149

Filtry

F_1, F_2	SPF10700 A190 (výrobce KWH, NDR)

Cívky

L_1	na kostřičce 4PA 260 17, 2 závity drátu o Ø 0,2 mm CuL, kryt 4PA 687 06
L_2	společně s L_1 (2 mm nad L_1), 14 závitů drátu o Ø 0,2 mm CuL
L_3	na kostřičce 4PA 260 17, 16 závitů o Ø 0,2 mm CuL
L_4	21,8 mH (feritový hrníček o Ø 14 mm, držák výroby NDR), hmota H22
L_5, L_6	32 mH (feritový hrníček z hmoty H22, Ø 14 mm, držák výroby NDR)

Nízkofrekvenční zesilovač (obr. 6)

Odpory a potenciometry

R_1, R_2	TR 151, 3,9 MΩ
R_3	TR 112a, 15 kΩ
R_4, R_5	112a, 3,3 kΩ
R_6	TR 112a, 15 kΩ
R_7	TR 112a, 100 Ω
R_8	TR 112a, 10 kΩ
R_9, R_{12}	TP 283, 50 kΩ, lineární
R_{10}, R_{11}	TR 112a, 1 kΩ
R_{13} až R_{15}	TR 112a, 10 kΩ
R_{16}, R_{17}	TP 283, 50 kΩ, lineární
R_{18}, R_{19}	TP 283, 0,25 MΩ, lineární
R_{20}, R_{21}	TP 283, 0,25 MΩ, logaritmický
R_{22}, R_{23}	TR 112a, 56 Ω
R_{24}, R_{25}	TR 112a, 100 Ω
R_{26}, R_{27}	TR 144, 1 Ω

Kondenzátory

C_1, C_2	TK 783, 68 nF
C_3	TE 984, 1000 µF
C_4	TE 984, 10 µF
C_5, C_6	TE 988, 1 µF
C_7	TC 182, 33 nF
C_8, C_9	TC 181, 0,1 µF
C_{10}	TC 182, 33 nF
C_{11}	TGL 5155, 1,8 nF
C_{12}, C_{13}	TC 184, 15 nF
C_{14}	TGL 5155, 1,8 nF
C_{15}, C_{16}	TE 982, 500 µF
C_{17}, C_{18}	TE 984, 100 µF
C_{19}, C_{20}	TK 724, 2,2 nF
C_{21}, C_{22}	TK 724, 470 pF
C_{23}	TE 003, 100 µF
C_{29}, C_{25}	TK 783, 0,1 µF
C_{26}	TE 003, 100 µF
C_{27}, C_{28}	TE 984, 1000 µF
C_{29}	TE 986, 100 µF
C'_{29}	TE 986, 500 µF
C''_{29}	TE 986, 20 µF
C_{30}	TE 986, 100 µF
C'_{30}	TE 986, 20 µF

Kondenzátory C_{29}, C'_{29}, C''_{29}, C_{30} a C'_{30} jsou shrnuty na obr. 6 do C_{29} (kresleny jako jeden kondenzátor).

Polovodičové prvky

IO_1, IO_2	MBA810A
T_1, T_2	KC149

Obvod automatického ladění (obr. 8)

Odpory a odporové trimry (odpory vesměs TR 112a)

R_1	
R_2	560 Ω
R_3, R_4	15 kΩ (R_4 trimr TP 011)
R_5	100 kΩ
R_6, R_7	1 kΩ
R_8	6,8 kΩ
R_9	10 kΩ
R_{10}, R_{11}	6,8 kΩ
R_{12}	180 Ω
R_{13}	6,8 kΩ
R_{14}	33 kΩ
R_{15}	15 kΩ
R_{16}	0,1 MΩ
R_{17}	6,8 kΩ
R_{18}	22 kΩ
R_{19}, R_{20}	6,8 kΩ
R_{21}	22 kΩ
R_{22}	6,8 kΩ
R_{23}	6,8 kΩ
R_{24}	TP 012, 33 kΩ
R_{25}	6,8 kΩ
R_{26}	180 Ω
R_{27}	6,8 kΩ
R_{28}	27 kΩ
R_{29}	12 kΩ
R_{30}	4,7 kΩ
R_{31}	6,8 kΩ

R_{32} 820 Ω
R_{33} TP 012, 33 nF
R_{34} 6,8 kΩ
R_{35} 180 Ω
R_{36} 6,8 kΩ
R_{37} 27 kΩ
R_{38}, R_{39} 6,8 kΩ
R_{40} 820 Ω
R_{41}, R_{42} 0,1 MΩ (trimr TP 012)

Kondenzátory

C_1 TE 986, 50 μFG
C_2 TE 988, 1 μF
C_3, C_4 TC 180, 1 μF

Diody

D_1 KZ141
D_2 GA203
D_3 až D_5 KA206
D_6 LQ100
D_7 KA206
D_8 VQA33 (NDR)
D_9 GAZ51

Tranzistory

T_1 KC148
T_2 KF517
T_3 KC148
T_4 KF517
T_5 KC149
T_6 až T_{16} KC148

Ostatní součástky

měřidlo MP 40, 50 μA
Tl tlačítko Eltra (PLR)

Napájecí zdroj (obr. 10)

Odpory (kromě R_1 všechny TR 112a)

R_1 TR 635, 180 Ω
R_2 4,7 kΩ
R_3 1,2 kΩ
R_4 15 Ω
R_5 8,2 kΩ
R_6 12 kΩ
R_7 5,6 kΩ
R_8 18 kΩ
R_9 22 Ω
R_{10} 8,2 kΩ
R_{11} TP 011, 4,7 kΩ (trimr)
R_{12} 5,6 kΩ

Kondenzátory

C_1 TE 674, 5000 μF
C_2, C_3 TE 988, 200 μF
C_4, C_4' TE 986, 500 μF
C_5 TK 724, 10 nF
C_6 TE 005, 2 μF
C_7
C_8
C_9 TE 005, 10 μF
C_{10} TK 724, 1,5 nF

Polovodičové prvky

IO_1, IO_2 MAA723
T_1 KF508
D_1 až D_{10} KY130/80
D_{11} KZ260/13

Ostatní součástky

Po_1, Po_2 trubičková pojistka 0,5 A
Po_3 trubičková pojistka 2 A
držák pojistek 7AA 65 412

Transformátor

Jádro Ei 25 × 25, primární vinutí 1584 závity drátu o ∅ 0,28 mm CuL, vinutí II 78 závitů drátu o ∅ 0,8 mm CuL, vinutí III 150 závitů drátu ∅ 0,5 mm CuL; proklady mezi vrstvami lakovaným papírem tl. 0,1 mm, mezi vinutím 3 × lakovaným papírem tl. 0,1 mm.

Blokové a montážní schéma (obr. 11)

K_1 anténní sousoý konektor (NDR)
K_2, K_3 6AF 282 20
K_4, K_5 6AF 282 29
Tl_1, Tl_2, Tl_3 tlačítko Eltra (Isostat) 2 × 1 přepínací kontakt
Tl_4 síťový spínač (tlačítko) Eltra

Diody

D_1, D_6 LQ100
D_8 VQA33 (NDR)

OPRAVA

Prosíme čtenáře, aby si laskavě opravili chyby v obrázcích v AR řady B, č. 1: na obr. 53 mají být propojeny vývody č. 13 a 12 integrovaného obvodu IO_{15}; dále na obr. 54 na desce s plošnými spoji N201 chybí napájení IO_5 – je třeba spojit špičku 5 s kladným pólem napájecího napětí („jdou" těsně vedle sebe) a konečně na obr. 56 ***nemají*** *být spojeny s emitorem T_1 kondenzátory C_5 a C_6. Kondenzátor C_9 má mít správně kapacitu 68 pF, nikoli 68 nF.*

Děkujeme

DOPRODEJ

měničů frekvence



k doplnění stávajících zařízení STA elektronkové a tranzistorové verze 4925 A. Cena 1310 Kčs.

Stačí objednat na korespondenčním lístku a vybraný měnič frekvence vám zašle na dobírku **Zásilková služba TESLA, nám. Vítězného února 12, Uherský Brod, PSČ 688 19.** Až do vyprodání zásob si můžete vybrat a objednat měniče TAMV 61 s těmito převody:

23/7, 24/7, 24/9, 26/4, 26/6, 26/9, 29/4, 29/7, 30/9, 31/4, 31/5, 31/6, 31/8, 31/10, 31/11, 33/6, 34/12, 35/12, 36/12, 38/6, 38/9, 38/10, 38/12, 39/4, 39/12, 42/9, 51/7, 55/8, 55/12.

Ke kompletaci mohou být dodány i příslušné antény.

RADIOTECHNIKA podnik ÚV Svazarmu

expedice plošných spojů

Žižkovo nám. 32

500 21 Hradec Králové

sděluje všem zájemcům, že byl zahájen doprodej desek s plošnými spoji, vyráběných podle podkladů v AR a označených E, F, G, H, J. Tyto desky s plošnými spoji se již vyrábět nebudou! Jde o desky podle následujícího seznamu:

označení		cena za kus
E103	regulátor rychlosti	3,60
E01	zesilovač G4W	110,-
E57	SSB TRX	12,-
E100	přijímač	18,50
E89	stabilizátor napětí	10,-
E82	předzesilovač pro kytaru	11,-
E102	stereosyntetizátor	36,-
E101	dálkové ovládání	27,-
E75	univerzální zesilovač	47,-
F38	měřič LC	6,-
F50	automatický čas. spínač	9,-
F59	tranzistorový TRX	89,-
F47	generátor signálu	4,-
F10	uspávací přístroj (modul)	6,-
F14	měřič	24,-
F04	měřič otáček	7,-
F48	výkonový zesilovač	6,-
F37	mf zesilovač	11,-
F26	zdroj ss napětí	10,-
F53	oddělovací zesil.	19,50
F86	nf zesilovač	5,-
F44	nf zesilovač	8,50
F55	elektronické kostky	9,-
G28	konvertor	175,-
G65	přímosměšující přijímač	110,-
G06K	dozvuk	65,-
G35	stereodekodér	49,-
G05	automat. vypínání gram.	22,-
G26	čísel. měřič kmitočtů	11,50
G04	síť. nap. zdroj	22,-
G01	přijímač	93,-
G33	rozmítač	72,-
G32A	tranzistor ladička	105,-
G68	KV konvertor	51,-
G59	el. zap. TRABANT	23,-
G51	generátor RC	26,-
G53	mf stupeň	13,-
G48	tuner UKV	17,50
G56	el. vypínání gramofonu	33,-
G12	uspávací přístroj	18,50
G39	spínač	16,-
G66	VKV VFO	21,-
G31	cyklovač	23,-
G29	přesný regulátor	20,-
G37	přijímač	24,-
G46	potleskoměr	15,50
G30	cyklovač	15,-
G67	VKV modulátor	14,50
G27	stereozesilovač	60,-
G08K	zdroj k zesil.	31,-
G07K	konc. k zesil.	76,-
G18	stereozesilovač	39,-
H26	řízení otáček gram.	49,-
H82	basová část	32,-
H72	vstupní zesilovač	21,-
H83	zkoušečka tranz.	13,50
H55	el. zapal. pro WARTBURG	27,-
H39	VXO pro 70 cm	53,-
H25	počítadlo přehr. desek	18,50
H08	směšovač	57,-
H65	expozimetr	10,-
H13	regulátor napětí	14,50
H80	generátor jednotka	58,-
H52	regul. k 20 W zesil.	48,-
H09	směšovač	28,-
H16	milivoltmetr	17,50
H69	expoz. pro bar. fotogr.	53,-
H77	korekční obvod k zesil.	28,-
H60	hlídací zařízení	29,-
H26	řízení otáček gram.	49,-
H205	kalibrátor a BFO	33,-
H218	dekodér	18,50
H204	přijímač VKV ADAM	48,-
H203	korekční LC zesil.	63,-
H97	kmitoč. syntetizér	18,50
H35	zkoušečka TTL IO	66,-
H81	rejstříky vibrátor	58,-
H61	regulátor pro alternátor	29,-
H27	snímač charakteristik	35,-
H02	čas. spínač	26,-
H63	tranz. blesk	24,-
H30	konvertor 144 MHz	20,-
H66	signální hodinky	120,-
H54	tranz. zapalování	22,-
H45	analogová deska A2	45,-
H44	analogová deska A1	45,-
H46	analogová deska A3	45,-
H86	číslicová deska D1	45,-
H87	číslicová deska D2	45,-
H88	číslicová deska D3	45,-
H89	číslicová deska D4	45,-
H90	číslicová deska D5	45,-
H91	číslicová deska D6	45,-
H92	číslicová deska D7	45,-
H93	deska T1	45,-
H94	deska T2	45,-
H95	deska T3	45,-
H209	deska Z2	45,-
H210	deska Z3	45,-
H211	deska P1	45,-
H17	RD dekodér	20,-
J45	mf zesilovač detekt.	39,-
J21	vypínač gramofonu	32,-
J521	měřič teploty	27,-
J204	zdroj (držák baterií)	60,-
J35	elektron. voltmetr	24,-
J41	kmit. analyzátor	38,-
J15	obr. displej	75,-
J55	kompl. RX	31,-
J44	komunikační přístroj	31,-
J28	měř. kmitočtu	16,-
J59	přepínač žárovek ke stromku	32,-
J42	kmitoč. analyzátor	15,50
J24	semafor	21,-
J503	aut. pro nabíječku	15,-
J529	dekodér	13,-
J36	nf generátor	8,-

Návrh širokopásmového vf zesilovače s páskovým vedením

Ing. Pavol Čalfa

Problematika návrhu tranzistorových širokopásmových zesilovačů s páskovými přizpůsobovacími obvody je velmi perspektivní, neboť při vhodné izolační podložce a vhodných tranzistorech lze s nimi sestrojit zesilovače pro signály kmitočtů vysoko nad IV. a V. TV pásmem, přitom lze dosáhnout dobrých šumových poměrů i velké širokopásmovosti. Zesilovače mají malé rozměry a jsou vhodné pro technologii výroby integrovaných obvodů.

Obsah tohoto článku pomůže při návrhu tranzistorových zesilovačů pro IV. a V. TV pásmo, popřípadě i pro signály vyšších kmitočtů, i když nejsou hlouběji rozebrány otázky dynamického rozsahu, návrh vícestupňových a balančních zesilovačů, návrhy realizované samočinným počítačem apod.

Rozbor klasických koncepcí vf tranzistorových zesilovačů

Od konce 60. let se objevují v naší časopisecké literatuře popisy tranzistorových zesilovačů signálů vysokých kmitočtů. Obvykle jde o dvě základní skupiny zapojení:

1. Úzkopásmové zesilovače s klasickými rezonančními obvody LC nebo rezonátory (vedení délky $\lambda/4$). Jsou dobře rozebrány v [1], další ukázka je v [2].
2. Širokopásmové zesilovače s tranzistory s mnohem vyšším mezním kmitočtem (dán Masonovým vztahem – viz např. [6]), než je pracovní kmitočtový rozsah zesilovače. Na vstupu a výstupu zesilovače je širokopásmové impedanční přizpůsobení.

První skupina našla uplatnění zejména v televizních kabelových rozvodech, viz [5].

Druhá skupina má všestranné použití; je příbuzná naší problematice.

Úvod do teorie návrhu širokopásmových tranzistorových zesilovačů

V současné době se setkáváme se dvěma hlavními metodami návrhu širokopásmových tranzistorových zesilovačů pro vysoké kmitočty. Liší se způsobem návrhu přizpůsobovacích obvodů tranzistoru.

1. Návrh přizpůsobovacích obvodů na základě znalosti fyzikálního náhradního schématu tranzistoru. Příklady fyzikálního náhradního schématu tranzistoru AF139 jsou na obr. 1 (viz [7]).

Tato schémata definují vlastnosti tranzistoru pro široký obor kmitočtů a tedy s menší přesností. Návrh je složitý, využívá se při něm samočinných počítačů. Pro obtížnost a nepřesnost se tento postup návrhu používá v současné době již jen zřídka.

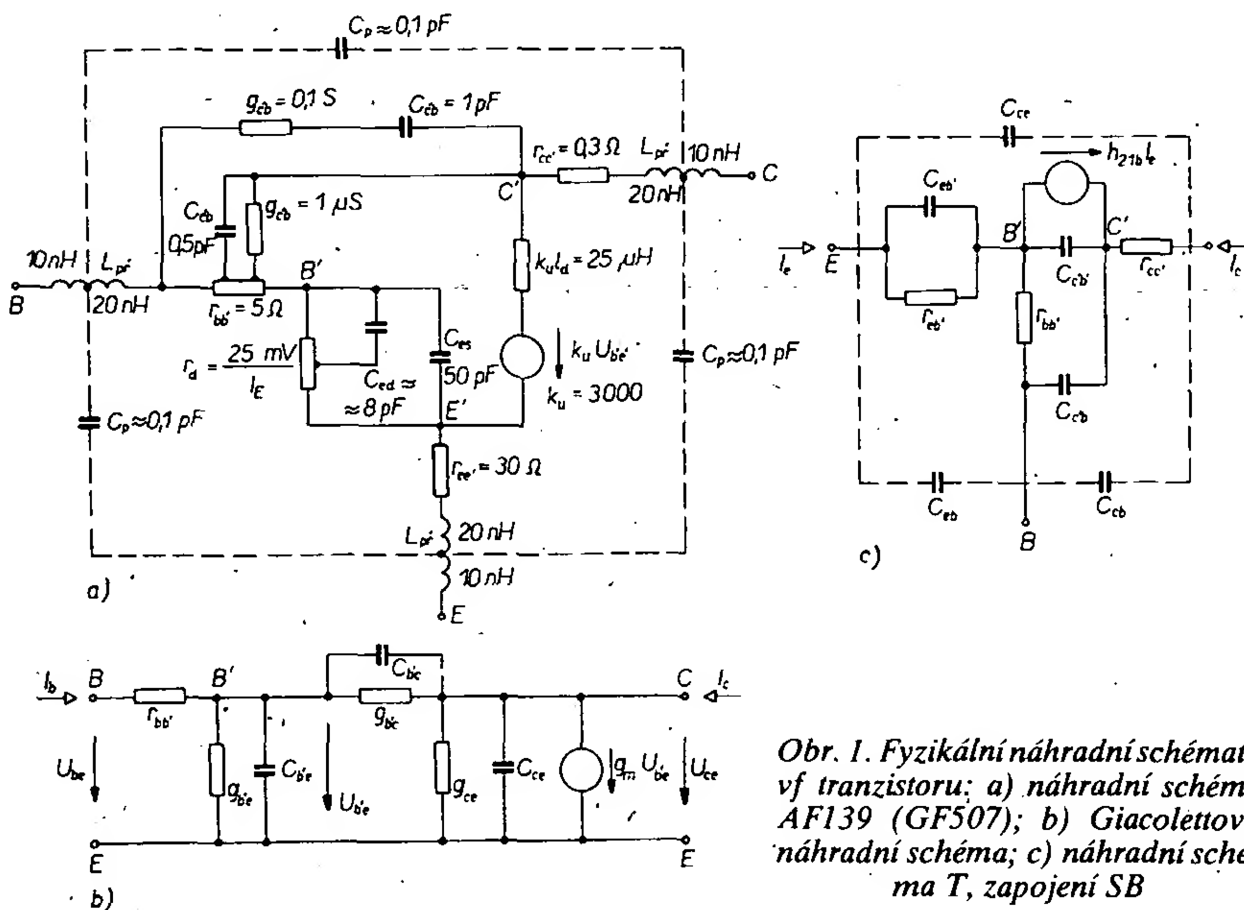
2. Návrh přizpůsobovacích obvodů za pomoci rozptylových parametrů (parametry $\bar{s}$) je přístupnější. Vycházíme z komplexního pohledu na tranzistor jako na čtyřpól, u kterého nás zajímají jen velikosti rozptylových parametrů, vztažených k vstupu a výstupu tranzistoru.

Nebudeme rozebírat historii (viz [10]) a otázky syntézy rozptylových parametrů. Uveďme si však výhody jejich použití:

a) Dají se měřit dostatečně přesně a jednoduše.
b) Jsou použitelné pro kmitočty přibližně od 0,1 do 12 GHz.
c) Popisují vlastnosti tranzistoru pro současné přizpůsobení nebo určitě nepřizpůsobení jeho vstupu nebo výstupu.
d) Není třeba znát fyzikální náhradní schéma tranzistoru, čímž se zjednodušuje návrh zesilovače a zlepšuje jeho přesnost.

Při použití této metody lze splnit téměř všechny požadavky kladené na návrh zesilovače. Měl by obsahovat:

a) Návrh širokopásmového přizpůsobení požadované vstupní a výstupní zatěžovací impedance, parametry přizpůsobovacích obvodů.
b) Kontrolu a zajištění stability zesilovače.
c) Zajištění rovnoměrnosti kmitočtové amplitudové charakteristiky.



Obr. 1. Fyzikální náhradní schémata vf tranzistoru: a) náhradní schéma AF139 (GF507); b) Giacolettovo náhradní schéma; c) náhradní schéma T, zapojení SB

d) Určení šumového čísla zesilovače v daném kmitočtovém pásmu.
e) Údaje prvků pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru s ohledem na daný rozsah provozních teplot.

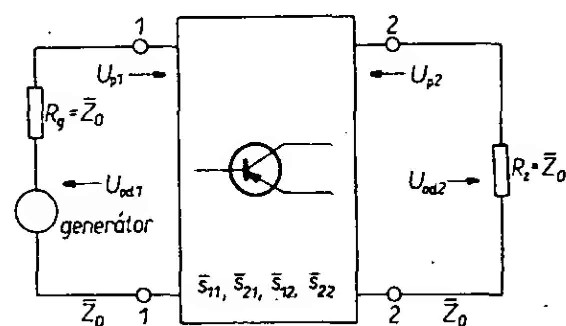
Řeší se buď ve Smithově diagramu, nebo pomocí výpočetních vztahů, popř. pomocí samočinného počítače (kalkulátoru).

Výjimečně obsahuje návrh i tyto parametry zesilovače:

a) Linearitu kmitočtové fáze charakteristiky.
b) Dynamický rozsah.
c) Citlivost na změnu napájecího napětí.
d) Citlivost na změnu impedance zdroje signálu a zátěže.
e) Přípustný maximální výstupní vf výkon.
f) Intermodulační zkreslení a křížovou modulaci.
g) Spolehlivost zapojení apod.

V návrhu chceme buď dosáhnout minimálního šumu zesilovače (volbou pracovního bodu tranzistoru a metodou výpočtu), nebo velikost šumu jen kontrolujeme a klademe důraz na dostatečný zisk zesilovače.

Čtyřpól s generátorem s impedancí $\bar{Z}_0$ a zátěží s charakteristickou impedancí $\bar{Z}_0$ je zobrazen na obr. 2.



Obr. 2. Čtyřpól s generátorem o impedanci $\bar{Z}_0$ a se zatěžovacím odporem $\bar{Z}_0$

Musíme si však uvědomit, že parametry $\bar{s}$ mají charakter činitelů odrazu; jsou to bezrozměrné komplexní veličiny. Podle obr. 2 platí [7, s. 117]:

$$\bar{U}_{od1} = \bar{s}_{11}\bar{U}_{p1} + \bar{s}_{12}\bar{U}_{p2}, \qquad (1)$$

$$\bar{U}_{od2} = \bar{s}_{21}\bar{U}_{p1} + \bar{s}_{22}\bar{U}_{p2}, \qquad (2)$$

kde $\bar{U}_{p1}$ ($\bar{U}_{p2}$) je vektor přímé vlny napětí v místě 1 (2),

$\bar{U}_{od1}$ ($\bar{U}_{od2}$) je vektor odražené vlny napětí v místě 1 (2).

Ze vztahů (1) a (2) můžeme stanovit parametry $\bar{s}$ takto:

$$\bar{s}_{11} = \left(\frac{\bar{U}_{od1}}{\bar{U}_{p1}}\right)_{\bar{U}_{p2} = 0}$$ je vstupní činitel odrazu,

$$\bar{s}_{21} = \left(\frac{\bar{U}_{od2}}{\bar{U}_{p1}}\right)_{\bar{U}_{p2} = 0}$$ je činitel přenosu v propustném směru,

$$\bar{s}_{22} = \left(\frac{\bar{U}_{od2}}{\bar{U}_{p2}}\right)_{\bar{U}_{p1} = 0}$$ je výstupní činitel odrazu,

$$\bar{s}_{12} = \left(\frac{\bar{U}_{od1}}{\bar{U}_{p2}}\right)_{\bar{U}_{p1} = 0}$$ je činitel přenosu v závěrném směru.

Podmínka $\bar{U}_{p2} = 0$ ($\bar{U}_{p1} = 0$) znamená, že na vstup (výstup) čtyřpólu bude zapojen generátor a na výstup (vstup) bude připojena zátěž o charakteristické impedanci $\bar{Z}_0$.

Upozorňujeme, že jako u všech čtyřpólových parametrů, i u parametrů $\bar{s}$ je důležitý způsob zapojení tranzistoru (SB, SC, SE).

Pro úplnost si uveďme základní vztahy mezi parametry $\bar{y}$ a $\bar{s}$:

$$\bar{y}_{11} = \bar{Y}_0 \frac{1 - \bar{s}_{11} + \bar{s}_{22} - \bar{\Delta}}{\bar{M}}, \qquad (3)$$

$$\bar{y}_{12} = \bar{Y}_0 \frac{-2\bar{s}_{12}}{\bar{M}}, \qquad (4)$$

$$\bar{y}_{21} = \bar{Y}_0 \frac{-2\bar{s}_{21}}{\bar{M}}, \qquad (5)$$

$$\bar{y}_{22} = \bar{Y}_0 \frac{1 + \bar{s}_{11} - \bar{s}_{22} - \bar{\Delta}}{\bar{M}}, \qquad (6)$$

kde $\bar{\Delta} = \bar{s}_{11}\bar{s}_{22} - \bar{s}_{12}\bar{s}_{21}$ je determinant parametrů $\bar{s}$, (7)

$\bar{Y}_0$ je admitance generátoru a zátěže, při které byly parametry $\bar{s}$ měřeny,

$\bar{M} = 1 + \bar{s}_{11} + \bar{s}_{22} + \bar{\Delta}$. (8)

V zahraniční literatuře se vyskytují články pojednávající o návrhu vícestupňových širokopásmových tranzistorových zesilovačů. Pro jednoduchost si však dále rozebereme jen návrh jednostupňového zesilovače podle [8].

Kromě uvedených metod lze navrhovat širokopásmový tranzistorový zesilovač pomocí parametrů $\bar{y}$. Přizpůsobovací obvod je tak možné stanovit jen jako konfiguraci prvků se soustředěnými parametry, proto je tato metoda vhodná jen pro kmitočty nižší než 500 MHz.

Dosahované vlastnosti a parametry tranzistorů, určených pro velmi vysoké kmitočty

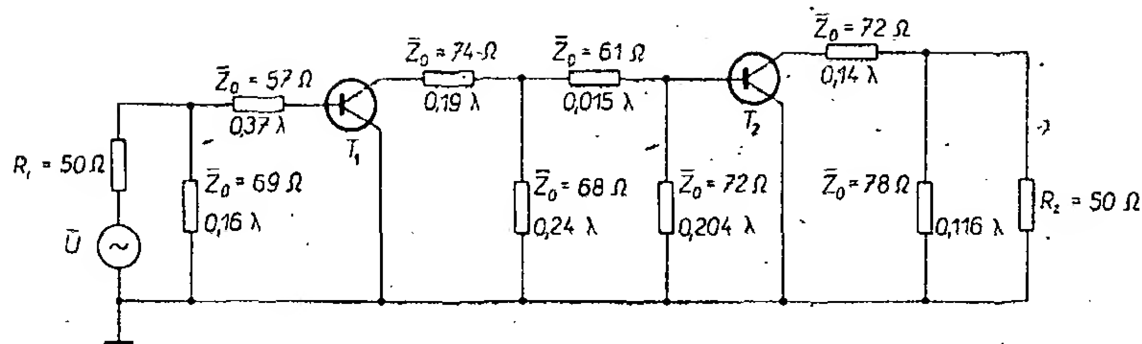
Tranzistory pro velmi vysoké kmitočty mají mít malé parazitní kapacity a indukčnosti přívodů i pouzdra. Proto se většinou konstruují s páskovými vývody a pouzdro tranzistoru je zpravidla mnohem menší než pouzdra běžných vf tranzistorů. Při jejich výrobě se používá epitaxně planární technologie [9].

U bipolárních tranzistorů jsou mezní kmitočty obvykle 6 až 8 GHz a tato hranice se stále zvyšuje (např. na kmitočtu 2 GHz je zisk 12 dB a šumové číslo $F = 1{,}7$ dB, na kmitočtu 4 GHz je zisk 10 dB a $F = 2{,}8$ dB). Vhodné jsou především křemíkové tranzistory. V porovnání s germaniovými mají menší šum, větší zisk, menší teplotní závislost parametrů $\bar{s}$ i nastavení stejnosměrného pracovního bodu.

Mnohem vyšších mezních kmitočtů se dosahuje u tranzistorů řízených elektrickým polem, hlavně tranzistorů z galium-arsenidu s hradlem odděleným od kanálu Schottkyho přechodem, označovaných zkratkou MESFET. Tyto tranzistory umožňují získat asi o 1 dB menší šumové číslo než nejlepší bipolární tranzistory a při kmitočtech nad 5 GHz mají znatelně větší zisk. Nevýhodou tranzistorů MESFET je 1,5 až 12krát vyšší cena než je cena bipolárních tranzistorů (asi 150 až 300 dolarů za kus) a vysoká vstupní a výstupní impedance (značně větší než 50 Ω), která ztěžuje návrh přizpůsobovacích obvodů.

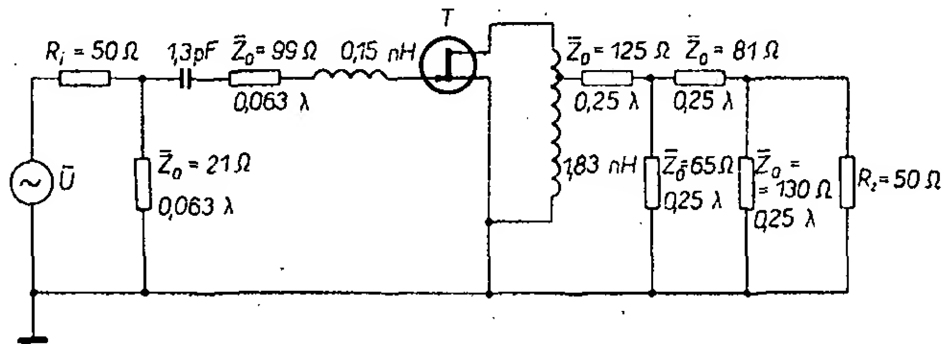
Velký zisk a malé šumové číslo předurčují tranzistory MESFET pro zesilování kmitočtů nad 2 GHz. Pod touto hranicí jsou vhodnější bipolární tranzistory.

Vývoj v technologii výroby tranzistorů jde mílovými kroky vpřed. Není daleko doba, kdy i u výkonových bipolárních tranzistorů dosáhneme mezních kmitočtů 20 GHz. Neméně důležité je dosáhnout rovnoměrného průběhu závislosti modulu a fáze parametrů $\bar{s}$ na kmitočtu.



Obr. 3. Schéma zapojení dvoustupňového tranzistorového širokopásmového zesilovače podle [8]

Obr. 4. Schéma zapojení širokopásmového tranzistorového zesilovače s tranzistorem MESFET podle [4]. Délky vedení a Z_0 jsou vztaženy k elektrické délce vlny o kmitočtu 10 GHz (3 cm)



Příklady zapojení vf širokopásmových tranzistorových zesilovačů

Z dostupné literatury jsem vybral dvě zapojení. První zapojení (obr. 3) je uvedeno v [8]. Zesilovač má zisk 11,5 ± 0,5 dB při středním kmitočtu 1,4 GHz a šířce pásma 0,8 GHz. Typ tranzistoru není uveden.

V praxi se často setkáváme se zesilovači s bipolárními tranzistory, u nichž horní kmitočet zesilovaného pásma je dvojnásobkem dolního kmitočtu. Typickým příkladem je zesilovač AM-4080N firmy Avantek [3]. Má zisk 32 ± 1 dB, šířku pásma 2 až 4 GHz, šumové číslo $F \leqq 4{,}5$ dB. Tato firma uvádí pro pásmo kmitočtů 0,1 až 6 GHz více než třicet modelů různých zesilovačů, které mají tři až pět stupňů.

Druhé zapojení, podle [4], je na obr. 4. Zesilovač má zisk 7,4 ± 0,2 dB při středním kmitočtu 10 GHz a šířce pásma 4 GHz; $F = 3{,}3$ až 4,4 dB (na horním okraji kmitočtového pásma). Typ tranzistoru opět není uveden, je to však GaAs MESFET se Schottkyho bariérou.

Tyto zesilovače se používají jako anténní předzesilovače, vf zesilovače v preselektorech přijímačů, měrné zesilovače, v radioreléových zesilovacích traktech apod.

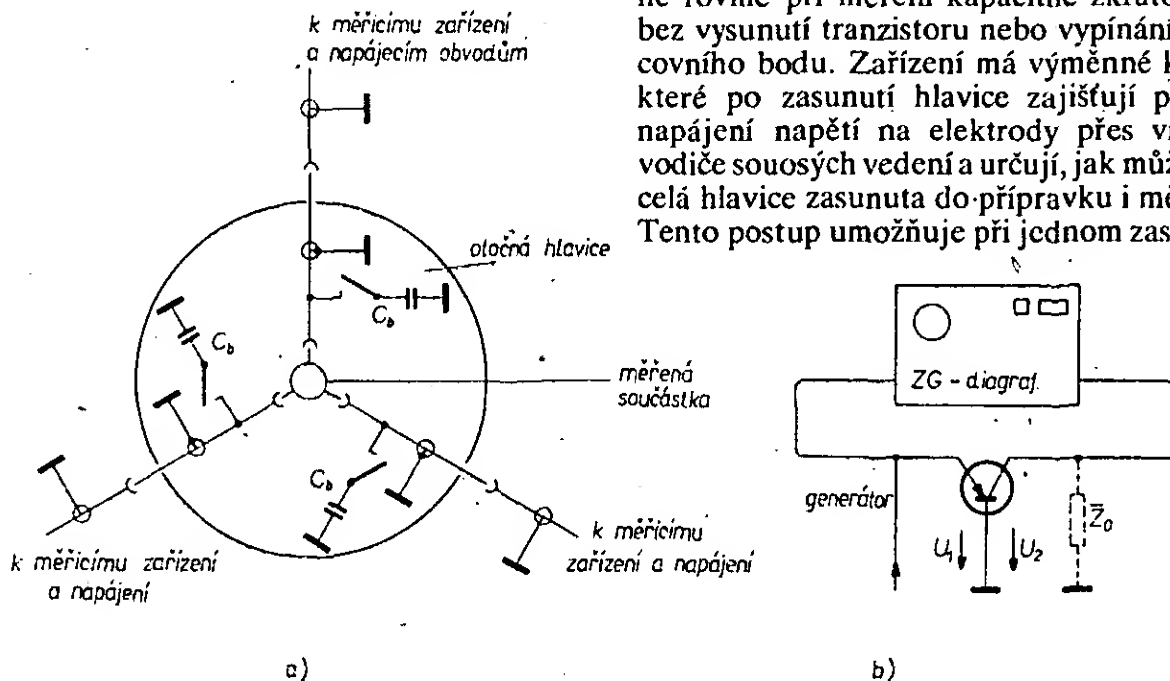
Další použití a vlastnosti uvádí [21].

Měření rozptylových parametrů

Rozptylové parametry můžeme získat dvojím způsobem.

1. Měřením s použitím ZG – diagrafu nebo vektorového voltmetru.

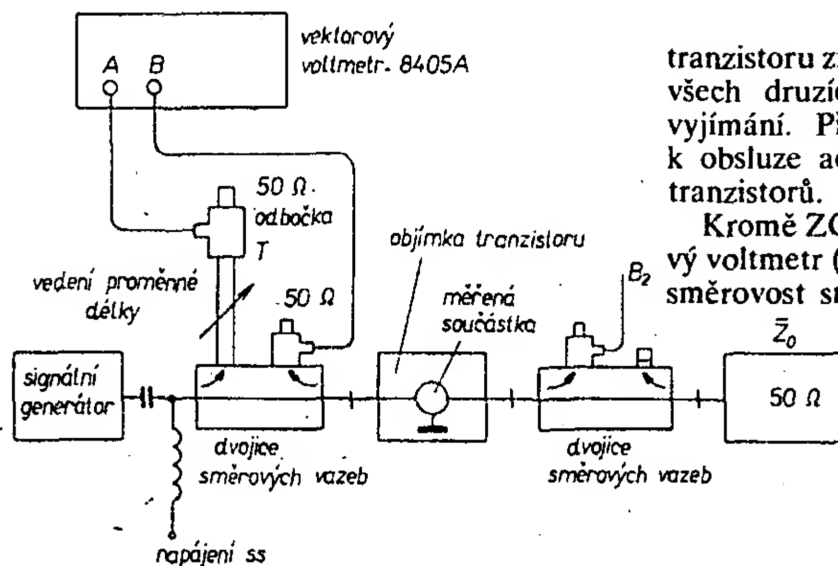
V případě ZG – diagrafu TESLA BM 443 je vhodné používat zvláštní adaptor TESLA BP 4430 (viz obr. 5) – drátové vývody tranzistoru jsou zasunuty do vnitřních vodičů tří souosých vedení, tvořících otočnou hlavici. Všechny tři elektrody mohou být v přípojné rovině při měření kapacitně zkratovány bez vysunutí tranzistoru nebo vypínání pracovního bodu. Zařízení má výměnné karty, které po zasunutí hlavice zajišťují přívod napájení napětí na elektrody přes vnitřní vodiče souosých vedení a určují, jak může být celá hlavice zasunuta do přípravku i měření. Tento postup umožňuje při jednom zasunutí



Obr. 5. a) Princip objímky adaptoru BP 4430; b) zapojení pro přímé měření $\bar{y}_{21}$ ($\bar{s}_{21}$) přístrojem ZG-diagraf

tranzistoru změřit všechny čtyři parametry ve všech druzích zapojení SB, SE, SC bez vyjímání. Při měření se řídíme návodem k obsluze adaptoru pro měření parametrů tranzistorů.

Kromě ZG – diagrafu lze použít i vektorový voltmetr (obr. 6). Přesnost měření určuje směrovost směrových vazeb. Je-li větší než



Obr. 6. Souprava firmy Hewlett Packard pro měření parametrů $\bar{s}$

40 dB, je chyba měření činitele odrazu menší než 1 %. Náhradní průchozí vedení i zkrat jsou souměrná pásková vedení s přechody na souosá vedení.

2. Nepřímo výpočtem ze změřených parametrů $\bar{y}$.

Tento způsob bývá častější. Nesmí však dojít k tomu, že změřené parametry $\bar{y}$ použijeme pro výpočet parametrů $\bar{s}$ v jiném zapojení (SB, SC, SE), než potřebujeme.

Pro přepočet parametry $\bar{y}$ a $\bar{s}$ použijeme vztahy podle [10]:

$$\bar{s}_{11} = \frac{(1 - \bar{y}_{11})(1 + \bar{y}_{22}) - \bar{y}_{12}\bar{y}_{21}}{\bar{N}} \qquad (9)$$

$$\bar{s}_{22} = \frac{(1 + \bar{y}_{11})(1 - \bar{y}_{22}) - \bar{y}_{12}\bar{y}_{21}}{\bar{N}} \qquad (10)$$

$$\bar{s}_{12} = \frac{-(2\bar{y}_{12})}{\bar{N}}, \qquad (11)$$

$$\bar{s}_{21} = \frac{-(2\bar{y}_{21})}{\bar{N}}, \qquad (12)$$

kde $\bar{N} = (1 + \bar{y}_{11})(1 + \bar{y}_{22}) - \bar{y}_{12}\bar{y}_{21}$ (13)

Pro měření můžeme použít přístroje TESLA BM 431 + BM 447, BM 432, BM 433, popř. BM 443 + adaptor BP 4430. Podrobný popis měření je uveden v [7] a v návodech k použití uvedených přístrojů.

Rozbor šumového přizpůsobení tranzistoru

Obvykle se šumové poměry teoreticky řeší na základě fyzikálního náhradního schématu tranzistoru pomocí čtyřpólových parametrů $\bar{y}$. Vodítkem je např. [11].

V oblasti výstřelového šumu je šumové číslo tranzistoru rovno

$$F_o = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{(R_g + r_{bb'} + r_e)^2}{2\alpha r_e R_g}(1 - \alpha) \qquad (14)$$

Minimum šumového čísla je

$$F_{o\,min} = \frac{1 + \frac{r_{bb'}}{R_g}}{1 - m}, \qquad (15)$$

kde $m = \sqrt{1 - \alpha}$ je pomocná veličina, která je funkcí proudového zesilovacího činitele α pro zapojení se společnou bází. Pro střední kmitočty ($\omega r_{bb'} C_K \ll 1$) je

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \qquad (16)$$

nebo obecně

$$\beta = \frac{\frac{j\omega r_{bb'} C_K}{1 + j\omega r_{bb'} \alpha}}{1 - \alpha} \qquad (17)$$

Ve vztazích (14) až (17) jsou uvedeny tyto veličiny:

- $r_{bb'}$ je objemový odpor materiálu báze,
- r_e odpor emitoru,
- R_g vnitřní odpor generátoru,
- C_K celková kapacita kolektoru,
- β proudový zesilovací činitel tranzistoru v zapojení se společným emitorem,
- ω úhlový kmitočet.

Šumové číslo zesilovače je kmitočtově závislé (obr. 7) a pro zapojení SE i SB je rovno

$$F = F_o\left(1 + \frac{f^2}{f_h^2}\right) \qquad (18)$$

Uvedené vztahy nám nedovolují určit podmínky šumového přizpůsobení obecně. Proto si tranzistor nahradíme bezšumovým čtyřpólem, u kterého transformujeme na vstup všechny šumové zdroje ([11, s. 118]. Řešením tohoto obvodu můžeme stanovit podmínku šumového přizpůsobení

$$B_g + b + B_{KOR} = 0, \qquad (19)$$

pak je šumové číslo rovno

$$F = 1 + \frac{1}{G_g}[G_s + G_N + R_E \cdot (G_g + G_s + G_{KOR})^2] \qquad (20)$$

Optimální vodivost zdroje signálu je

$$G_{g\,opt} = \sqrt{\frac{G_s + G_N}{R_E} + (G_s + G_{KOR})^2}, \qquad (21)$$

při níž bude šumové číslo minimální:

$$F_{min} = 1 + 2R_E\,(G_{g\,opt} + G_s + G_{KOR}), \qquad (22)$$

kde $\bar{Y}_g = G_g + jB_g$ je vnitřní admitance generátoru,

- $\bar{Y} = G_s + jb$ admitance vazebního obvodu zapojeného mezi generátorem a vstupem čtyřpólu,
- $\bar{Y}_{KOR} = G_{KOR} + jB_{KOR}$ komplexní činitel s rozměrem vodivosti, který nepřímo vyjadřuje korelovanou složku proudu šumového proudového zdroje se šumovým napěťovým zdrojem,
- R_E ekvivalentní šumový odpor čtyřpólu,
- G_N nekorelovaná šumová vodivost čtyřpólu (je to nepřímé vyjádření druhé složky proudu šumového proudového zdroje).

Při kaskádním spojení čtyřpólů platí pro celkové šumové číslo Friisův vztah:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{v1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{v1}A_{v2}} + \ldots, \qquad (23)$$

kde F_i je šumové číslo i-tého stupně kaskády ($i = 1, 2, 3, \ldots$),

A_{vi} výkonové zesílení i-tého stupně kaskády.

Je zřejmé, že pro $A_{vi} \gg 1$ závisí celkové šumové číslo na velikosti šumového čísla prvního stupně kaskády.

Další rozbor šumových vlastností zesilovačů je uveden např. v [8], s. 277 až 281. Je známa i konstrukce kružnic konstantního šumu (i ve Smithově diagramu); pro její složitost ji uvádět nebudeme.

Zbývá nám uvést ještě několik poznámek:

a) Jak i z dalšího vyplyne, šumové a výkonové přizpůsobení nejsou totéž.

b) V praxi se často zabýváme jen určením vhodné velikosti vnitřní admitance zdroje signálu pro dosažení minimálního šumu.

c) Prvním stupněm kaskády je v přijímacích traktech často vedení, které vnáší do soustavy šum (zde F_1) úměrný svému útlumu (je dán délkou vedení). Proto předzesilovače umisťujeme co nejblíže k anténě.

d) U tranzistorů výrobce obvykle udává závislost šumového čísla $F = f(I_C)$ při U_{CE} = konst. Pak volíme stejnosměrný pracovní bod tranzistoru v minimu křivky šumového čísla pro zvolené napětí U_{CE}.

Rozbor výkonového přizpůsobení tranzistoru

Při návrhu širokopásmových přizpůsobovacích obvodů volíme jednu z graficko-početních metod, založenou na použití impedančního Smithova diagramu. Předpokládejme, že modul činitele odrazu se podél vedení nemění.

Naším cílem je stanovit zisk zesilovače pro určité činitele odrazu od zátěže nebo od zdroje signálu. Máme dvě možnosti:

1. Využít kružnic konstantního zisku ve Smithově diagramu. Kružnice konstantního zisku definují velikosti zatěžovacích impedancí na vstupu a výstupu tranzistoru, při nichž dosáhneme jen určitý zisk. Sestrojují se zvlášť v rovině vstupních a zvlášť v rovině výstupních zatěžovacích impedancí.

Pro rovinu vstupních zatěžovacích impedancí platí vztahy:

Střed kružnic

$$\bar{S}_{01} = \bar{C}_1^{x}\left(\frac{G}{1 + D_1 G}\right), \qquad (24)$$

poloměr kružnic

$$r_{01} = \frac{[1 - 2K|\bar{s}_{12}\bar{s}_{21}|G + |\bar{s}_{12}\bar{s}_{21}|^2 G^2]^{1/2}}{1 + D_1 G} \qquad (25)$$

Pro rovinu výstupních zatěžovacích impedancí platí obdobné vztahy, jen u veličin $\bar{S}_{01}$, $\bar{C}_1$, D_1, r_{01} použijeme index 2. Ve výrazech (24) a (25) jsou tyto veličiny:

$$\bar{C}_1 = \bar{s}_{11} - \bar{\Delta}\bar{s}^{x}_{22}, \qquad (26)$$

$$\bar{C}_2 = \bar{s}_{22} - \bar{\Delta}\bar{s}^{x}_{11}, \qquad (27)$$

$$\bar{D}_1 = |\bar{s}_{11}|^2 - |\bar{\Delta}|^2, \qquad (28)$$

$$\bar{D}_2 = |\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{\Delta}|^2, \qquad (29)$$

$$G = \frac{D_p}{G_o}, \qquad (30)$$

kde $G_o = |\bar{s}_{21}|^2$, (31)

G_p = požadovaný zisk, pro který kružnice sestrojujeme,

$$\bar{\Delta} = \bar{s}_{11}\bar{s}_{22} - \bar{s}_{12}\bar{s}_{21}. \qquad (32)$$

Na základě uvedených vztahů lze sestrojit ve Smithově diagramu soustavu kružnic konstantního zisku. Jejich extrémem bude bod se souřadnicemi $\bar{s}^{x}_{11}$ ve vstupní a $\bar{s}^{x}_{22}$ ve výstupní rovině, kde je zisk zesilovače maximální. Je to tedy při přizpůsobení vstupu i výstupu tranzistoru. Pro určení maximálního zisku platí vztah

$$G_{T\,max} = \left|\frac{\bar{s}_{21}}{\bar{s}_{12}}\right|(K \pm \sqrt{K^2 - 1}), \qquad (33)$$

$$\text{kde } K = \frac{1 + |\bar{\Delta}|^2 - |\bar{s}_{11}|^2 - |\bar{s}_{22}|^2}{2|\bar{s}_{12}|\,|\bar{s}_{21}|} > 1 \qquad (34)$$

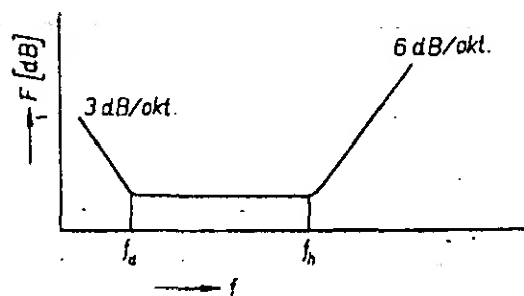
je činitel stability.

Ze vztahu (33) a (34) vyplývá, že oboustranné přizpůsobení tranzistoru je možné pouze u absolutně stabilního zesilovače, tj. při $K > 1$.

Znaménko před odmocninou ve vztahu (33) je kladné pro $B_1 < 0$ a naopak, přičemž

$$B = 1 + |\bar{s}_{11}|^2 - |\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{\Delta}|^2. \qquad (35)$$

Zůstává nám pouze určit činitele odrazu od zdroje signálu a zátěže, při nichž dosáhneme maximálního zisku zesilovače.



Obr. 7. Kmitočtová závislost šumového čísla tranzistoru (f_a je přibližně 1 kHz, f_h jsou stovky až tisíce MHz – dáno typem tranzistoru). Stupnice pro kmitočet má logaritmický průběh

Vstup tranzistoru bude přizpůsoben ke zdroji signálu, jestliže činitel odrazu od něho bude

$$\bar{\Gamma}_g = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|\bar{C}_1|^2}}{2\bar{C}_1} \qquad (36)$$

Znaménko určíme obdobně jako u vztahu (33).

Pro činitele odrazu od zátěže zase platí vztah

$$\bar{\Gamma}_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|\bar{C}_2|^2}}{2\bar{C}_2} \qquad (37)$$

kde $B_2 = 1 + |\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{s}_{11}|^2 = |\bar{\Delta}|^2$ (38) a znaménko před odmocninou ve vztahu je kladné pro $B_2 < 0$ a naopak. (37)

Zdůrazňujeme, že velikosti $\bar{\Gamma}_g$ a $\bar{\Gamma}_L$ není možné volit na kružnicích konstantního zisku libovolně. Jsou vázány vztahem

$$\bar{\Gamma}_g = \left[\frac{\bar{s}_{11} - \bar{\Gamma}_L \bar{\Delta}}{1 - \bar{\Gamma}_L \bar{s}_{22}}\right] \qquad (39)$$

který můžeme použít i obráceně. Platí však jen při úplném přizpůsobení vstupu a výstupu tranzistoru! Nemůžeme ho tedy aplikovat obecně, neboť ve většině případů přizpůsobovací obvody na vstupu a výstupu představují kmitočtově neekvivalentní transformace.

2. Není nutno počítat soustavy kružnic konstantního zisku. Pro známé velikosti parametrů $\bar{s}$ a veličin $\bar{\Gamma}_g$, $\bar{\Gamma}_L$ je možné určit zisk pomocí vztahu (8):

$$G = \frac{|\bar{s}_{21}|^2 (1 - |\bar{\Gamma}_g|^2)(1 - |\bar{\Gamma}_L|^2)}{|1 - \bar{\Gamma}_g \bar{s}_{11} - \bar{\Gamma}_L \bar{s}_{22} + \bar{\Gamma}_L \bar{\Gamma}_g \bar{\Delta}|^2} \qquad (40)$$

nebo (při přizpůsobení jen na vstupu tranzistoru):

$$G = \frac{|\bar{s}_{21}|^2 (1 - |\bar{\Gamma}_L|^2)}{(1 - |\bar{s}_{11}|^2 + |\bar{\Gamma}_L|^2(|\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{\Delta}|^2) - 2\mathrm{Re}(\bar{\Gamma}_L \bar{C}_2)} \qquad (41)$$

Šířku kmitočtového pásma zesilovače určíme buď ve Smithově diagramu v soustavě kružnic konstantního zisku, nebo výpočtem ze vztahů (40) a (41). Zvolené činitele odrazu $\bar{\Gamma}_g$ a $\bar{\Gamma}_L$ nesmí ležet v oblasti nestability (bude rozebráno dále).

Je možno navrhovat zesilovače za předpokladu, že parametr $\bar{s}_{12}$ zanedbáme, tj. položíme $\bar{s}_{12} = 0$. Potom bude výkonové zesílení rovno [7, s. 117]

$$G_{max} = \frac{|\bar{s}_{21}|^2}{(1 - |\bar{s}_{11}|^2)(1 - |\bar{s}_{22}|^2)}; \qquad (42)$$

přitom vstup i výstup tranzistoru jsou přizpůsobeny.

Hlouběji se těmito otázkami zabývá [19] a [20].

Rozbor stability zesilovačů

Stejně jako při výpočtu zisku, i při kontrole stability zesilovače dovolují parametry $\bar{s}$ transformaci oblastí nestability do kružnic.

V rovině vstupních zatěžovacích impedancí můžeme stanovit střed kružnice nestability

$$\bar{S}_1 = \frac{\bar{C}_1^*}{D_1}$$

a její poloměr

$$r_1 = \frac{|\bar{s}_{12}||\bar{s}_{21}|}{D_1}. \qquad (44)$$

Pro rovinu výstupních zatěžovacích impedancí platí stejné vztahy, jen u veličin $\bar{S}_1$, $\bar{C}_1$, D_1 a r_1 napíšeme index 2.

Oblasti nestability leží uvnitř uvedených kružnic. Pro K > 1 je zesilovač absolutně stabilní, jsou-li mimo Smithův diagram, nebo jestliže ho celý obsahují. Potom žádná impedance, ležící ve Smithově diagramu, nezpůsobuje nestabilitu zesilovače. V případě, že oblast nestability zasahuje jen okraj (malou část) Smithova diagramu, je zesilovač stabilní jen v té části diagramu, která leží mimo průnik oblasti nestability a diagramu.

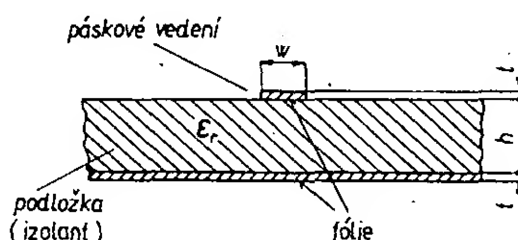
Upozorňujeme, že střed kružnic konstantního zisku i kružnic oblastí nestability je vztažen ke středu Smithova diagramu.

Samozřejmě je nutno ještě v úvodu návrhu uskutečnit pomocí vztahu (34) kontrolu, zda je tranzistor absolutně stabilní. Pro bližší určení nestability tranzistoru z hlediska vstupu nebo výstupu je možno dále použít vztahy uvedené v [10]. Jedině pro $K > 1$ máme jistotu, že na vstupu i výstupu tranzistoru nevzniká záporná reálná složka impedance, která by způsobovala rozkmitání.

Podložka, její vlastnosti a stanovení útlumu

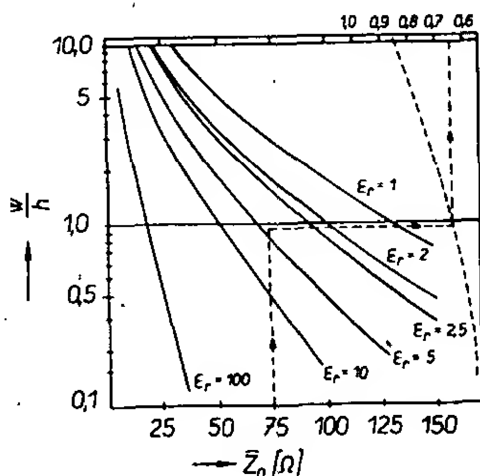
Pásková vedení jsou známa již delší dobu, mají stejný charakter jako jiné druhy vf vedení. Jejich použití se rozšířilo po aplikaci nových druhů izolantů.

Nejčastěji používáme nesymetrická pásková vedení, u nichž je spodní část izolantu celá pokryta vodičem, na horní části ponecháme jen úzký proužek vodiče (obr. 8). Čím je vodič širší, tím je menší charakteristická impedance Z_0.



Obr. 8. Příčný řez nesymetrickým páskovým vedením

Použitelné kmitočtové pásmo je u páskových vedení „zdola" omezeno požadavkem hospodaření s materiálem (je neekonomické realizovat např. dvoumetrové páskové vedení), horní hranice je určena útlumem vedení, jenž se zvětšuje s kmitočtem a kritickým kmitočtem vidů povrchové vlny na páskovém vedení.



Obr. 9. Grafické závislosti pro určení poměru W/h a q, nutné pro výpočet ε_{ef}

Odlišnost chování elektromagnetických vln v páskovém vedení při vyšších kmitočtech charakterizujeme zavedením pojmu efektivní permitivy (dielektrické konstanty) ε_{ef}, dané vztahem

$$\varepsilon_{ef} = 1 + q(\varepsilon_r - 1), \qquad (45)$$

kde q je veličina, graficky zpracovaná v [12], viz obr. 9.

Pro známé parametry podložky a $Z_0 = 75\ \Omega$ můžeme pomocí obr. 9 stanovit šířku vodiče (čtením z grafu) a z ε_{ef} určit činitele zkrácení vlny ve vedení

$$k = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}}. \qquad (46)$$

Tímto číslem vynásobíme délku vlny (pracovní kmitočet) ve vzduchu a dostaneme skutečnou délku páskového vedení, kterou máme realizovat.

Celkový útlum páskového vedení β_Σ je dán součtem útlumu vlny ve vodiči β_v a útlumu vlivem ztrát v dielektriku β_d

$$\beta_\Sigma = \beta_v + \beta_d, \qquad (47)$$

ztráty ve vodiči jsou určeny vztahem podle [13]

$$\beta_v = \frac{R_p\sqrt{\varepsilon_r}}{Z_{0v}h} \cdot \frac{\ln(r_A a/2)}{\ln r_B/r_A} \qquad (48)$$

kde $R_p = 8{,}25 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{f}$ [Ω; GHz] je povrchový odpor (vztah platí pro měď),
ε_r relativní permitivita
Z_{0v} = 120 π [Ω] je charakteristický odpor vakua,
h tloušťka podložky,
r_A, r_B kořeny transcedentní rovnice (tabelizována v [13], s. 277 až 282),
$a = 2\sqrt{2t/h} + 4t/h$ je pomocná veličina,
t tloušťka vodiče.

Činitel útlumu, charakterizující ztráty v dielektriku, je

$$\beta_d = \frac{\pi\sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda} \mathrm{tg}\,\delta, \qquad (49)$$

kde λ je délka vlny ve vzduchu,
tg δ ztrátový činitel podložky.

Výpočet stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru

Tato část návrhu je nejjednodušší. Podle toho, který literární pramen budeme používat, můžeme realizovat různě složitý obvod stabilizace pracovního bodu tranzistoru. Uveďme si proto požadavky na celkovou koncepci obvodu a filtraci vyšších kmitočtů, příklad obvodu a jeho výpočet.

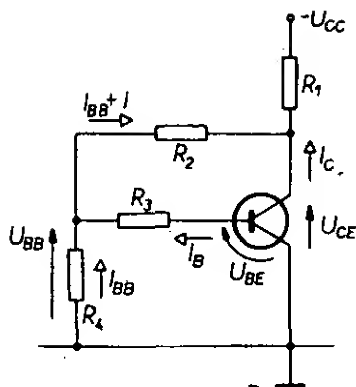
U zesilovačů vysokých kmitočtů nemůžeme používat pro stabilizaci pracovního bodu stejnosměrnou proudovou zápornou zpětnou vazbu pomocí odporu v obvodu emitoru.

Na vf je totiž obtížné správně navrhnout blokovací kapacitu, která většinou způsobuje náchylnost k rozkmitání vlivem napájecích obvodů. Zároveň jakákoli sériová impedance v obvodu emitoru zhoršuje šumové číslo; proto emitor zemníme co nejblíže k pouzdru.

Obvod stabilizace pracovního bodu udržuje v minimálním rozmezí tyto tři parametry, nejvíce citlivé na teplotu:
U_{BE} je napětí mezi vnitřní bází a emitorem (teplotní součinitel je −2 mV/°C),
I_{CBO} zbytkový proud kolektoru a
β_0 statický proudový zesilovací činitel (teplotní součinitel je asi 0,5 %/°C).

Pro každý z těchto parametrů můžeme stanovit stabilizační činitel. Celková odchylka kolektorového proudu však nesmí překročit ±20 %, jinak se budou značně měnit parametry $\bar{s}$ i šumové číslo.

Celková odchylka kolektorového proudu je dána vztahem



Obr. 10. Zapojení obvodu pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru

$$\Delta I_C = S_1 \Delta I_{CB0} + S_2 \Delta U_{BE} + S_3 \Delta \beta_0; \qquad (50)$$

Tak např.
$$S_1 = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}}; \qquad (51)$$

a pro obvod na obr. 10 je podle [14], str. 69

$$S_1 = \frac{R_1 + R_2}{(1 - \alpha)R_2 + R_1} \qquad (52)$$

Pro názornost si uveďme postup návrhu napájecího obvodu (platí pro obr. 10):

a) Zvolí se napájecí napětí U_{CC} (6; 12 nebo 24 V), U_{CE} a I_C, při nichž má tranzistor nejmenší šum.

b) Volbou napětí U_{BB} se zajistí konstantní proud báze (vhodné volit v rozmezí 1,5 až 2 V).

c) Vypočítá se proud báze pomocí změřené hodnoty β_0 (nebo stanovíme $\beta_0 = 50$)

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_0} \qquad (53)$$

d) Vypočítá se odpor R_3:

$$R_3 = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{I_B}. \qquad (54)$$

e) Vypočítá se odpor R_4, proud I_{BB} volí se

$$R_4 = \frac{U_{BB}}{I_{BB}}. \qquad (55)$$

f) Vypočítá se odpor R_2

$$R_2 = \frac{U_{CE} - U_{BB}}{I_{BB} + I_B}. \qquad (56)$$

g) Stanoví se odpor R_1

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C + I_{BB} + I_B}. \qquad (57)$$

h) Kolektorový proud I_C se přesně nastaví změnou odporu R_3 při současném měření napětí U_{CE}.

Dále se navrhují rozměry filtrační cívky a zkontroluje se odchylka kolektorového proudu od stanovené hodnoty pro daný rozsah pracovních teplot zesilovače.

Pro dobrou stabilitu pracovního bodu je vhodné používat křemíkové vf tranzistory s $\beta_0 \leqq 50$.

Obecná metodika návrhu širokopásmového tranzistorového zesilovače

V této části si uvedeme pouze návrh délek pásků a způsob kontroly amplitudové-kmitočtové charakteristiky zesilovače. Otázky návrhu stejnosměrného napájecího obvodu byly dostatečně probrány v předchozí stati.

1. Určení parametrů páskového vedení.

Z podložky známe ε_r, t, h, a. Charakteristická impedance vedení bude totožná s impedancí, při níž jsme parametry $\bar{s}$ měřili (např. 75 Ω).

Potom pomocí grafu na obr. 9 a vztahu (45) určíme velikost ε_{ef} (a tím i veličiny k) a šířku pásku w pro danou impedanci Z_0.

Dále můžeme podle vztahů (47) až (49) určit útlum β_Σ.

2. Určení délek pásků.

Při uvedeném postupu využijeme impedanční Smithův diagram. Některé kroky lze však obejít a nahradit grafické zpracování výpočtem, popř. si diagram alespoň přibližně nakreslit. Upozorňujeme však, že jen poctivě provedený výpočet je zárukou dobrých výsledků. Jedním z uvedených způsobů musíme samozřejmě získat velikosti parametrů $\bar{s}$ tranzistorů.

a) Výpočet veličin $\bar{\Delta}$, B_1, B_2, $\bar{C}_1$, $\bar{C}_2$, D_1 a D_2 pomocí vztahů (32), (35), (38), (26), (27), (28), (29).

b) Kontrola stability výpočtem činitele K podle vztahu (34).

c) Výpočet maximálního zisku G_{Tmax} podle vztahu (33). Rozmezí zisku 0 až G_{Tmax} rozdělíme na tři až pět úseků a jejich horní hranice budeme dosazovat za G_p.

d) Stanovení parametrů kružnic konstantního zisku v rovině vstupních a výstupních zatěžovacích impedancí pomocí vztahů (24) a (25).

e) Stanovení parametrů kružnic oblasti nestability podle vztahů (43) a (44).

Nyní vezmeme dva Smithovy diagramy. Jeden bude vyjadřovat rovinu vstupních a druhý rovinu výstupních zatěžovacích impedancí. Do každé roviny zakreslíme soustavy kružnic konstantního zisku a oblasti nestability.

Kontrola dosavadního výpočtu je jednoduchá. Extrémem kružnic konstantního zisku v rovině vstupních (výstupních) zatěžovacích impedancí je $\bar{s}^*_{11}$ ($\bar{s}^*_{22}$).

f) Dále se může návrh lišit.

U úzkopásmového zesilovače volíme $\bar{\Gamma}_g = \bar{s}^*_{11}$ a $\bar{\Gamma}_L = \bar{s}^*_{22}$. Admitance vazebního obvodu mezi generátorem a vstupem tranzistoru je $\bar{Y}_s = G_s + jb$, admitance vazebního obvodu mezi výstupem tranzistoru a zátěží je $\bar{Y}_Z = G_Z + jB$. Přitom platí rovnost

$$G_s = G_Z = \bar{Y}_0 = \frac{1}{75}\ S$$ (v našem případě volíme $Z_0 = 75\ \Omega$). Číselné označení pásků je patrné z obr. 11.

Pásek č. 4 zapojíme na konci nakrátko, pásek č. 1 bude zapojen na konci naprázdno (tím se odlišuje i výpočet vstupního a výstupního přizpůsobovacího obvodu).

f) 1. Výstupní přizpůsobovací obvod.

$$\text{Susceptance } jB = \pm\left[\frac{|\bar{\Gamma}_L|^2(\bar{Y}_0 + G_z)^2}{1 - |\bar{\Gamma}_L|^2}\right]^{1/2} \qquad (58)$$

znaménko volíme tak, aby délka pásku č. 4 nepřesáhla velikost $\lambda/4$.

$$\text{Vlnočet} \quad (\beta l) = \text{arctg}\,\frac{-\bar{Y}_0}{jB}, \qquad (59)$$

potom délka pásku č. 4 je

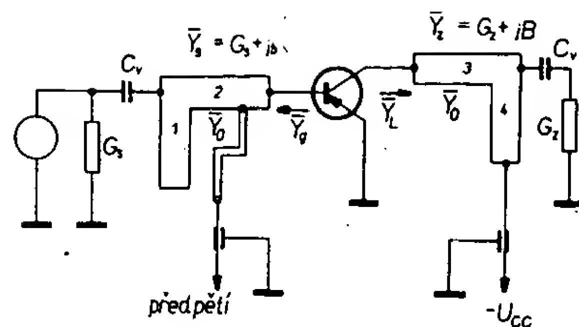
$$l_4 = \frac{\beta l}{360}\lambda k. \qquad (60)$$

Ze zadaného $\bar{Y}_z$ (zpočátku jsme znali jen Re $\{Y_z\}$) vypočítáme činitele odrazu

$$\bar{\Gamma} = \frac{\bar{Y}_0 - \bar{Y}_z}{\bar{Y}_0 + \bar{Y}_z}, \qquad (61)$$

potom délka pásku č. 3 bude

$$l_3 = \frac{\varphi\bar{\Gamma}_z - \varphi\bar{\Gamma}_L}{720}\lambda k. \qquad (62)$$



Obr. 11. Jednostupňový tranzistorový zesilovač s přizpůsobovacími obvody v podobě páskových vedení (čísla 1 až 4 označují pořadová čísla pásků)

Čitatele můžeme doplnit o hodnotu +360, je-li záporný. Přitom φ_{Γ_z}, φ_{Γ_L} jsou fáze činitelů odrazu $\bar{\Gamma}_z$ a $\bar{\Gamma}_L$.

f) 2. Vstupní přizpůsobovací obvod.

$$\text{Susceptance } jb = \pm\left[\frac{|\bar{\Gamma}_g|^2(\bar{Y}_0 + G_s)^2}{1 - |\bar{\Gamma}_g|^2}\right]^{1/2} \qquad (63)$$

znaménko volíme tak, aby délka pásku č. 1 nepřesáhla velikost $\lambda/4$.

$$\text{Vlnočet} \quad (\beta l) = \text{arctg}\,\frac{\bar{Y}_0}{jb}, \qquad (64)$$

potom délka pásku č. 1 je

$$l_1 = \frac{(\beta l)}{360}\lambda k. \qquad (65)$$

Po doplnění $\bar{Y}_s$ o imaginární složku vypočítáme činitele odrazu

$$\bar{\Gamma}_s = \frac{\bar{Y}_0 - \bar{Y}_s}{\bar{Y}_0 + \bar{Y}_s}, \qquad (66)$$

potom délka pásku č. 2 bude

$$l_2 = \frac{\varphi\bar{\Gamma}_s - \varphi\bar{\Gamma}_g}{720}\lambda k. \qquad (67)$$

Čitatele můžeme doplnit o +360; bude-li záporný.

Vypočtené délky pásků l_1 až l_4 můžeme přímo realizovat.

U širokopásmového zesilovače je třeba počítat s tím, že když navrhneme délky pásků při přizpůsobení tranzistoru na horním okraji přenášeného pásma, na dolním okraji kmitočtového pásma nemusí útlum přizpůsobením vyvážit ani extrémní vzrůst $\bar{s}_{21}$ (obvykle pracujeme v oblasti poklesu) $\bar{s}_{21}$ o 6 dB/okt.) a amplitudová kmitočtová charakteristika nebude rovnoměrná. Tomuto riziku se však málo zkušení radioamatéři těžko vyhnou.

3. Zpětná kontrola zisku na jiném kmitočtu.

Tato stať se týká jen návrhu širokopásmových zesilovačů. Máme tři možnosti kontroly zisku v celém předpokládaném kmitočtovém pásmu zesilovače:

a) Výpočtem v opačném pořadí, než jsme si uváděli, tj. pro nové λ zpětně určíme velikosti činitelů odrazu $\bar{\Gamma}_g$ a $\bar{\Gamma}_L$, které se budou lišit od optimálních hodnot pro daný kmitočet. Z kružnic konstantního zisku tak čteme jen informativní hodnotu poklesu, neboť přizpůsobovací obvody na vstupu a výstupu tranzistoru nejsou ekvivalentní a přitom se ještě vzájemně ovlivňují.

b) Graficko výpočetní metodou (uvedeme si pro stručnost jen v rovině vstupních zatěžovacích impedancí). Pro dané λ určíme zpětně jb a z $\bar{Y}_s$ určíme normovanou

impedanci $\bar{z}$ ($\bar{z} = \frac{\bar{Z}}{\bar{Z}_0}$). Tato impedance vždy leží na kružnici, která se ve Smithově diagramu dotýká nuly a středu (paralelní připojení reaktance k jednotkové normované vodivosti). Potom stačí posunout tento bod o nový poměr l_2/λ směrem k zátěži a dostaneme požadovanou hodnotu činitele odrazu $\bar{\Gamma}_g$. Z kružnic konstantního zisku přečteme zisk pro dané λ. Tato metoda je vzhledem k předešlé mnohem názornější a rychlejší.

c) Použitím vztahů (40) a (41).

Praktický návrh funkčního vzorku zesilovače, dosažené parametry

Uvedenou teorii ověříme na dvoustupňovém zesilovači s germaniovými tranzistory TESLA GF507. Obvody mezi stupni nahradíme jen vazební kapacitou. Požadujeme šířku kmitočtového pásma alespoň 100 MHz, vstupní a výstupní impedance je 50 Ω.

1. Určení parametrů páskového vedení.

Pro daný materiál podložky ($\varepsilon_r = 4{,}55$; $h = 2{,}13$ mm; $t = 0{,}035$ mm) a zvolenou charakteristickou impedanci vedení $Z_0 = 75\ \Omega$ je (podle obr. 9) poměr $w/h = 0{,}94$, tj. šířka pásku $w = 2$ mm. Podle vztahu (45) pro $q = 0{,}64$ (současně určeno z grafu na obr. 9) je $\varepsilon_{ef} = 3{,}27$ a po dosazení do vztahu (46) je činitel zkrácení vlny ve vedení $k = 0{,}553$. Útlum podélného páskového vedení délky asi 30 cm je pro tg$\delta = 2.10^{-2}$ podle vztahů (47), (48) a (49) roven 0,28 dB, celkový útlum vedení včetně vlivu nepřizpůsobení je asi 1 dB.

Tab. 1. Naměřené rozptylové parametry tranzistorů GF507 při $U_{CE} = -12$ V; $I_C = -1{,}5$ mA; $\bar{Z}_0 = 75\ \Omega$

	f [MHz]	T₁	T₂
s_{11}	650	0,16 exp (−j119°)	0,15 exp (−j125°)
	750	0,03 exp (−j104°)	0,03 exp (−j136°)
s_{22}	650	0,92 exp (−j46°)	0,93 exp (−j42°)
	750	0,91 exp (−j39°)	0,92 exp (−j34°)
s_{21}	650	1,10 exp (j51°)	1,00 exp (j51°)
	750	0,95 exp (j44°30')	0,87 exp (j46°)
s_{12}	650	0,027 exp (j101°)	0,037 exp (j94°)
	750	0,03 exp (j117°)	0,046 exp (j107°)

2. Změření parametrů $\bar{s}$, určení koncepce zapojení zesilovače.

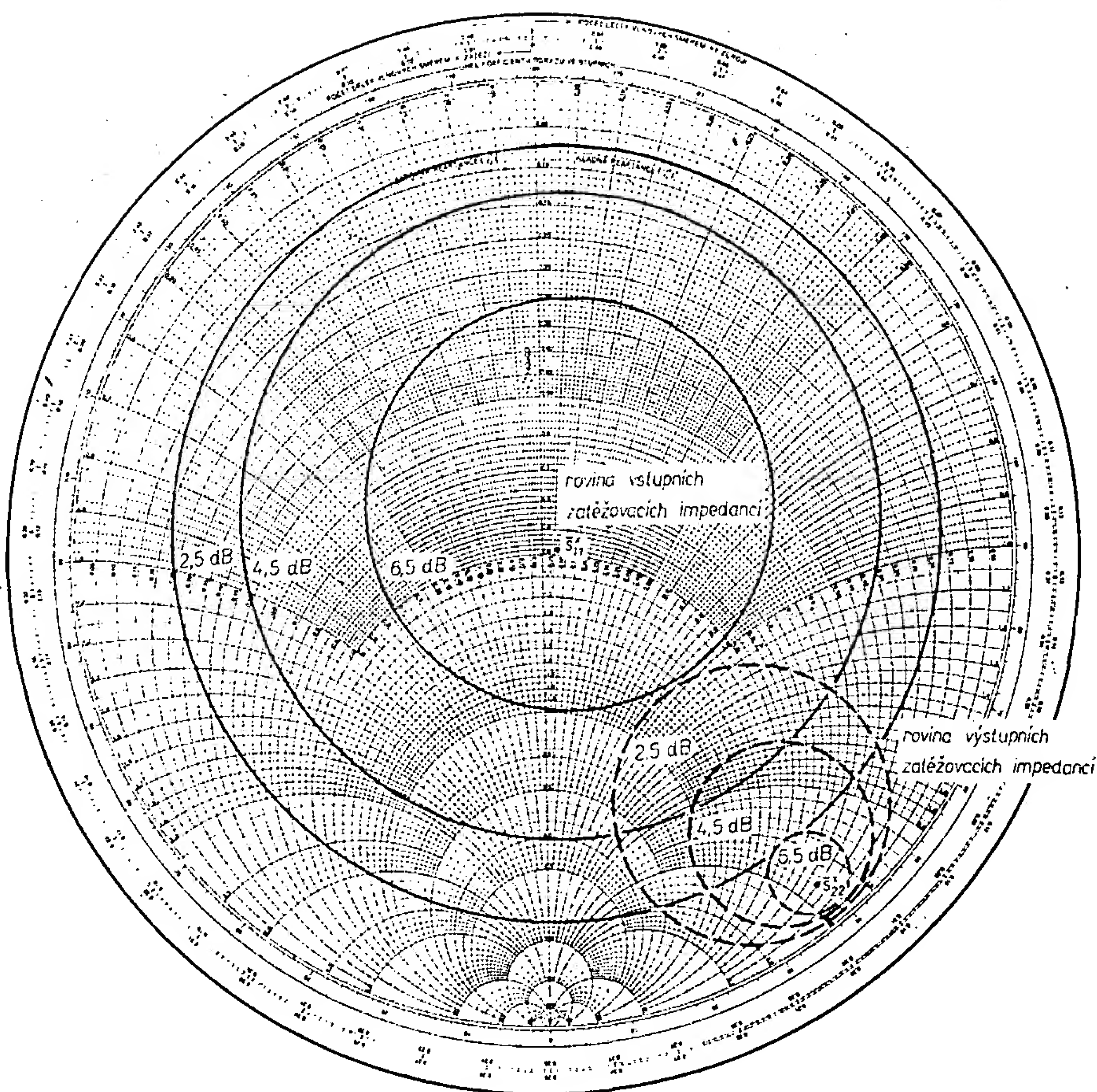
Rozptylové parametry jsme změřili ZG-diagrafem TESLA BM 443 a adaptorem TESLA BP 4430. Mají nerovnoměrný průběh v závislosti na kmitočtu; nejnutnější jsou uvedeny v tab. 1.

Porovnání katalogizovaných parametrů $\bar{y}$ (viz [15]) s hodnotami vypočítanými pomocí vztahů (3) až (6) a dalším přepoč-

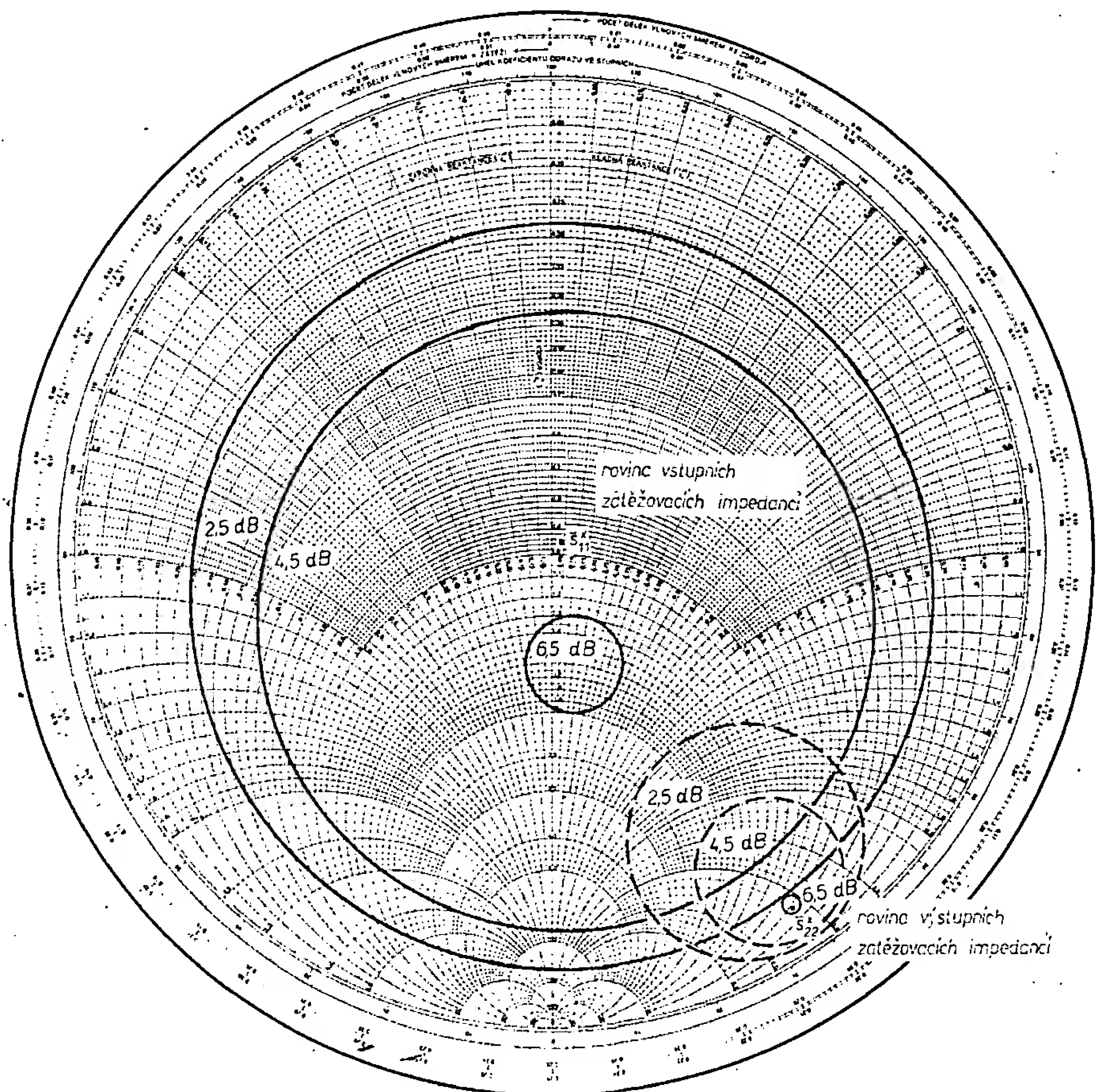
Tab. 2. Parametry kružnic oblastí nestability (platí pro kmitočet 750 MHz)

	$\bar{S}_1$	r_1	$\bar{S}_2$	r_2
T₁	13,25 exp (j 151°13')	12,97	1,097 exp (j 39°)	0,0343
T₂	12,6 exp (j 11°16')	12,5	1,085 exp (j 34°)	0,047

Poznámka: Poloměry jsou vztaženy vůči středu diagramu, poloměr diagramu je jednotkový



Obr. 12. Kružnice konstantního zisku ve Smithově diagramu pro f = 750 MHz u tranzistoru T₁. Parametry kružnic oblastí nestability jsou uvedeny v tab. 2



Obr. 13. Kružnice konstantního zisku ve Smithově diagramu pro f = 750 MHz u tranzistoru T₂. parametry kružnic oblastí nestability jsou uvedeny v tab. 2

tem pro zapojení SB, udávané katalogem, jsme došli k závěru, že změření parametrů $\bar{y}$ ($\bar{s}$) je pro úspěšnost návrhu nevyhnutelné. Např. na f = 800 MHz je $\bar{y}_{22b}$ (katalog) = 0,2 + j7,5, zatímco přepočtem z parametrů $\bar{s}$ jsme dostali $\bar{y}_{22b}$ = 5,124 − j2,81. Nejmenší odchylka byla jen v modulu veličiny $\bar{y}_{21b}$.

Podle průběhu rozptylových parametrů volíme u tranzistoru T_1 obě susceptance jB a jb záporné, u tranzistoru T_2 kladné. Vstupní příčná vedení každého stupně zapojíme na konci naprázdno, výstupní na konci nakrátko.

3. Návrh délek pásků.

Podle výše uvedeného postupu jsme nejprve vypočítali parametry kružnic konstantního zisku a oblastí nestability (tab. 2). Pro názornost uvádíme u obou tranzistorů na obr. 12 a 13 Smithovy diagramy již se zakreslenými kružnicemi pro f = 750 MHz.

Pro $\bar{\Gamma}_s = \bar{s}^*_{11}$ a $\bar{\Gamma}_L = \bar{s}^*_{22}$ na f = 750 MHz jsme vypočítali délky pásků takto:

Pro T_1 je l_1 = 9,93 cm; l_2 = 9,8 cm,
l_3 = 3,675 cm; l_4 = 0,713 cm,
T_2 je l_1 = 1,89 cm; l_2 = 7,5 cm,
l_3 = 5,115 cm; l_4 = 10,12 cm.

Obrazec na desce s plošnými spoji zesilovače je na obr. 14.

4. Kontrola zisku na jiném kmitočtu.

Pro zpětnou kontrolu jsme volili graficko početní postup. Výsledky jsou shrnuty v tabulce 3.

5. Návrh obvodu pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu tranzistorů.

Použijeme výše uvedený postup. Pro výpočet jsou zadány tyto parametry:
U_{CC} = −24 V; U_{BB} = −1,5 V;
U_{BE} = −0,3 V;
I_{BB} = −1,5 mA;
pracovní bod tranzistorů je
U_{CE} = −12 V; I_C = −1,5 mA;
statický proudový zesilovací činitel β_0 tranzistoru T_1 je 22,5 a tranzistoru T_2 47.

Po výpočtu jsme zvolili odpory pro oba tranzistory takto: R_1 = 3,9 kΩ; R_2 = 6,8 kΩ; R_4 = 1 kΩ. Rozdílné jsou jen odpory R_3; u T_1 je R'_3 = 18 kΩ, u T_2 je R_3 = 39 kΩ.

Dále zbývá rozebrat návrh filtračního obvodu v obvodech tranzistorů. Pro střední průměr cívky D = 0,95 cm, osový rozměr průřezu vinutí a = 1,3 cm a počet závitů n = 6 je vlastní indukčnost podle [16, s. 285, vztah 4–5] jednovrstvové cívky 0,185 μH, tj. na f = 600 MHz má reaktanci 697 Ω, což je podstatně více než $\bar{Z}_0$ vedení. Rezonanční kmitočet sériového obvodu navržené cívky a zvoleného blokovacího kondenzátoru 3000 pF je 675 kHz. Obvod má indukční charakter – nezatěžuje a podstatně neovlivní rozložení elektromagnetického pole na páskovém vedení.

6. Výsledky měření průběhu amplitudové kmitočtové charakteristiky zesilovače pro různé délky příčných pásků.

Jak je patrno z obr. 14, obrazec plošného spoje umožňuje při konečném nastavování měnit délku příčných pásků. Průběh

Tab. 3. Zisk jednotlivých stupňů na jiných kmitočtech, určený zpětnou kontrolou pro zvolené délky pásků.

		f [MHz]	600	650	700	750	800
T_1	G [dB]	vstup	10	8,8	7,6	7,3	6,4
		výstup	1	4,5	4,5	7,3	2
T_2	G [dB]	vstup	9,8	7	6	7	3,8
		výstup	1,9	1,7	1,8	6,95	0,3

Poznámka: Označení vstup (výstup) znamená řešení v rovině vstupních (výstupních) zatěžovacích impedancí.

Tab. 4. Průběh amplitudové kmitočtové charakteristiky dvoustupňového zesilovače s tranzistory GF507. Referenční hodnota výstupního napětí je 1 mV.

f [MHz]	510	520	530	540	555	560	570	580	590	600	610	620	630
G_1 [dB]	–	–	–	−3,86	−0,9	3,06	14,3	10,4	5,1	2,4	1,2	0,26	−1,4
G_2 [dB]	−4,88	−0,44	4,2	5,2	8,14	11,38	18,7	15,28	9,26	5,1	3,34	1,06	−2,5

Poznámka: G_1 je zisk zesilovače s navrženými délkami pásků;
G_2 zisk zesilovače s úpravou délek pásků u 1. stupně na l_1 = 12,2 cm, l_4 = 1,45 cm

amplitudové kmitočtové charakteristiky před a po tomto nastavování je vyjádřen v tab. 4 a na obr. 15.

Při měření jsme jako zdroj signálu použili signální generátor UHF 250 až 1000 MHz, typ TR-0602, ORION EMG-1175/2 ($\bar{Z}_{výst}$ = 50 Ω). K výstupu zesilovače byl připojen selektivní milivoltmetr 300 až 900 MHz, RFT, typ SMV 1-2 ($\bar{Z}_{vst}$ = 60 Ω). Při nastavování referenční hodnoty výstupního napětí je třeba respektovat útlum souosých přechodů. Schéma zapojení vzorku zesilovače je na obr. 16.

Na závěr si uveďme několik poznámek:

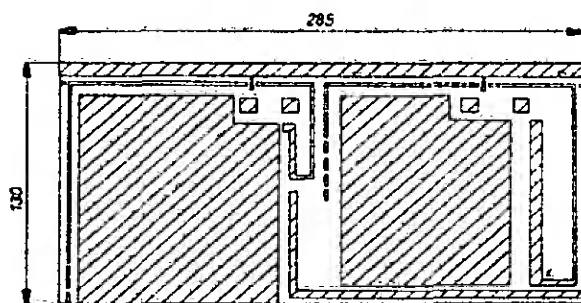
a) Podle velikosti zisku můžeme na určitém kmitočtu předpokládat polohu činitelů odrazu $\bar{\Gamma}_s$ a $\bar{\Gamma}_L$. I z výpočtu vyplývá (a to je třeba si uvědomit při konečném nastavování délek pásků), že délka příčného pásku (č. 1 a 4) určuje modul (částečně i fázi) a délka podélného pásku (č. 2 a 3) fázi činitelů odrazu.

b) Původně jsme u vzorku zesilovače použili souosé konektory 50 Ω, jež byly rozměrné a manipulace se zesilovačem tedy byla obtížná. Proto jsme je nahradili menšími souosými konektory TESLA 75 Ω s prodlužovacími úseky souosého vedení. Tím se však posunula amplitudová kmitočtová charakteristika zesilovače ze 660 až 760 MHz, což odpovídá výpočtu, na 555 až 620 MHz při navržených délkách pásků. V důsledku kapacity prodlužovacích vedení (asi 15 pF) nebo výměnou tranzistoru se výrazně ovlivní poloha absolutního pásma propustnosti zesilovače.

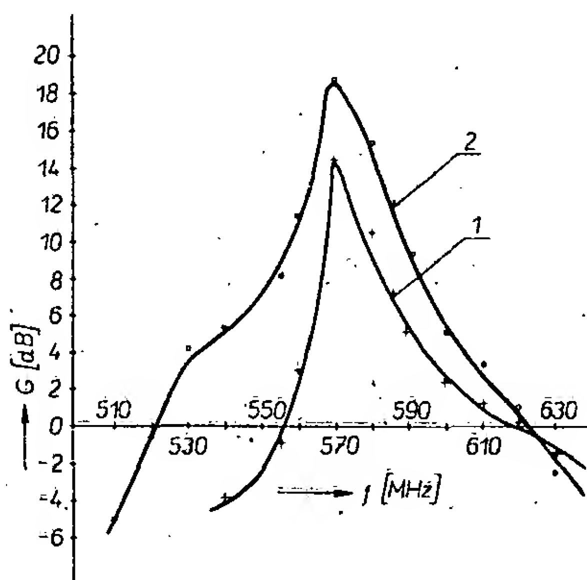
c) Při návrhu se předpokládá, že na vstupu i výstupu zesilovače bude zapojena charakteristická impedance $\bar{Z}_0$ = 75 Ω. Proto při měření i používání vzorku zesilovače musíme co nejpřísněji dbát na splnění tohoto požadavku, jinak výsledek práce neodpovídá vynaložené námaze. V našem případě jiné přístroje k dispozici nebyly.

d) Vzorek zesilovače nebylo nutné opatřovat krytem. Ze zkušenosti však víme, že při malých délkách vedení (velké ε_r podložky a krátké vlnové délky λ) je kryt potřebný.

e) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXTIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.



Obr. 14. Návrh desky s plošnými spoji

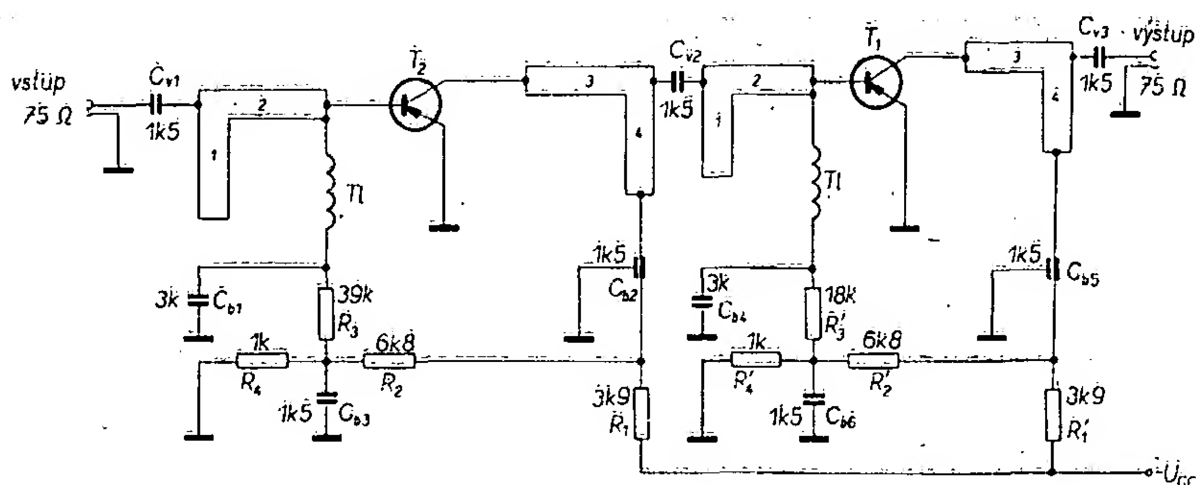


Obr. 15. Amplitudová kmitočtová charakteristika zesilovače (křivka 1 platí pro navržené délky pásků; křivka 2 pro upravované délky pásků v prvním stupni zesilovače)

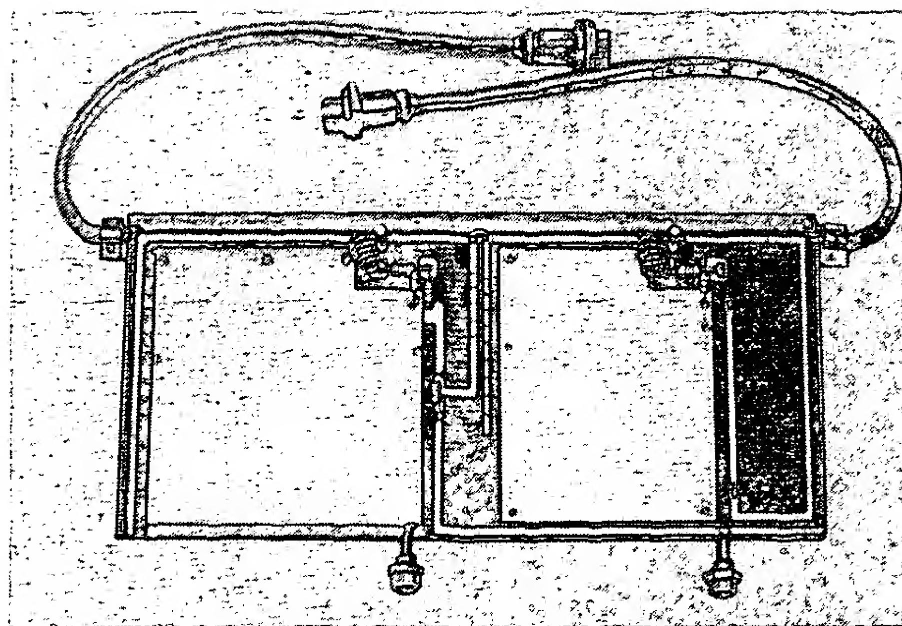
Závěrem

Navrhované přizpůsobovací obvody jsou mezičlánkem mezi jednoduchými podélnými páskovými vedeními (se stejnou impedancí nebo s úseky o různé charakteristické impedanci $\bar{Z}_0$) a obvody s více příčnými vedeními o různé impedanci $\bar{Z}_0$. Právě volba $\bar{Z}_0$ = konst. návrh podstatně zjednodušila. Správnost metody návrhu se potvrdila.

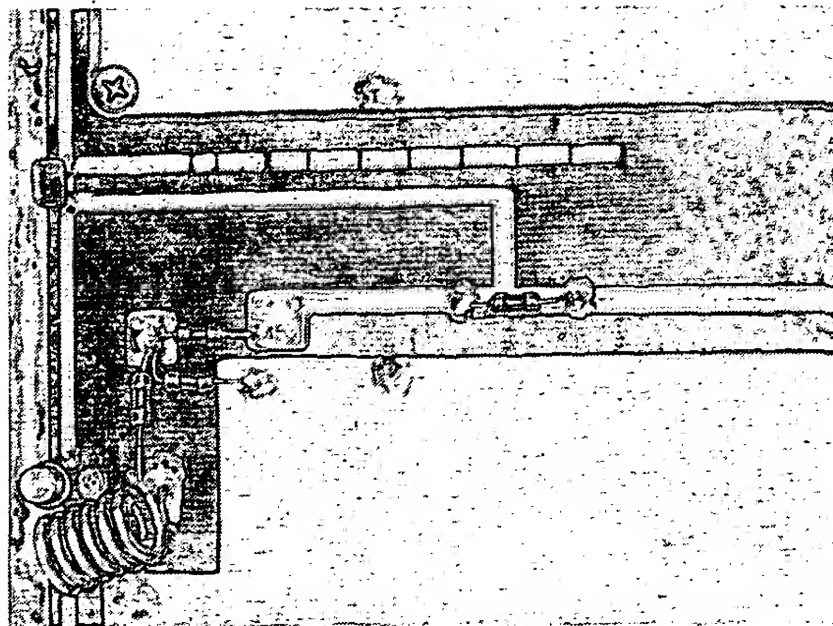
Průběh amplitudové kmitočtové charakteristiky je dán nerovnoměrnou kmitočtovou závislostí parametrů $\bar{s}$ tranzistoru GF507.



Obr. 16. Schéma zapojení vzorku zesilovače



a)



b)

Obr. 17. Celkový pohled na postavený vzorek zesilovače (a) a detail střední části desky (b)

Návrh širokopásmového zesilovače je tím znemožněn.

Chceme-li dosáhnout dobrých výsledků (širokopásmovost, malé rozměry, velký rozsah pracovních teplot), máme dodržet tyto zásady:

- volíme křemíkové tranzistory s rovnoměrnou kmitočtovou závislostí parametrů $\bar{s}$, co nejvyšším mezním kmitočtem, dostatečným poměrem $\bar{s}_{21}$ ku $\bar{s}_{12}$, $\beta_0 < 50$ (po dvou hodinách provozu se zmenšilo napětí U_{CE} u tranzistoru GF507 z 12 V o 1,5 V),
- použijeme podložku s co největším ε_r a nejmenším tgδ (pozor, u velkých ε_r rozměry zesilovače zmenšíme, ale útlum β_Σ se zvětší),
- výpočet můžeme po rozboru částečně zjednodušit, popř. použít kalkulátor. Pozor při počítání s komplexními čísly – každá chyba na začátku výpočtu se krutě vymstí.

Pro amatéry, kteří nemají Smithův diagram, je v [17] uveden postup konstrukce i číselné údaje pro zvolený průměr diagramu (diagram je v příloze uveden např. v [16]).

Vliv kapacity přívodních vedení na posuv amplitudově kmitočtové charakteristiky vede k myšlence realizovat s tranzistorem GF507 úzkopásmový vf zesilovač, když už je tranzistor nevhodný pro širokopásmové zesilovače. Takové zapojení uvádí [18], u něhož varikapem přelaďujeme výstupní přizpůsobovací obvod od 470 do 700 MHz se šířkou pásma 24 až 33 MHz. Autoři však použili jakostní teflonovou podložku, proto je obtížné desku s plošnými spoji a tím i celé zapojení reprodukovat.

Nakonec si uvedeme několik poznámek:

a) Komplexní veličina např. $\bar{S}^*_{12}$ je komplexně sdružená k velikosti $\bar{S}_{12}$; je to tedy číslo s opačným znaménkem u imaginární složky tohoto komplexního čísla.

b) Výraz Re ($\bar{A}$) vyjadřuje reálnou část komplexního čísla $\bar{A}$.

c) Šumové číslo nebo zisk zesilovače v [dB] jsou dány desetinásobkem dekadického logaritmu prostého šumového čísla nebo zisku.

d) Všechny vodivé plochy mimo pásků je nutné spojit ze zemnicí plochou (protější strana oboustranně plátované desky kuprextitu).

Seznam součástek, použitých u vzorku

Odpory (TR 112a, dovolené úchylky ±5 %)

R_1, R'_1	3,9 kΩ
R_2, R'_2	6,8 kΩ
R_3	39 kΩ
R'_3	18 kΩ
R_4, R'_4	1 kΩ

Kondenzátory (TK 744)

C_{v1}	1,5 nF
C_{v2}	1,5 nF
C_{v3}	1,5 nF
C_{b1}	1,5 nF, 2 kusy paralelně
C_{b2} až C_{b6}	1,5 nF

Tranzistory

T_1, T_2	GF507

Ostatní

souosý konektor TESLA 75 Ω, 2 kusy
souosý kabel 75 Ω, 0,6 m
měděný postříbřený vodič o Ø 1,5 mm, 0,25 m
deska z oboustranně plátovaného kuprextitu

Literatura

[1] *Vančata, M.:* Zesilovač pro IV. a V. TV pásmo. AR č. 10/72, s. 385 až 387.

[2] *Mráček, K.:* Anténní zesilovač pro IV. pásmo. AR č. 1/71, s. 10.

[3] Microwave Journal, May, 1973, s. 59

[4] *Tucker, R. S.:* Low – Noise Design of Microwave Transistor Amplifiers. IEEE Trans., MTT, August 1975, s. 697 až 700.

[5] Zesilovač pro společné antény TESLA 4925 A. Technický popis výrobce TESLA Strašnice.

[6] *Nikolajevskij, J. F.; Igumov, D. V.:* Parametry a mezní stavy tranzistorů. SNTL: Praha 1975, s. 132.

[7] *Blaha, E.; Havlík, L.; Stach, J.:* Měření polovodičových součástek. SNTL: Praha 1970.

[8] *Etkin, V. S.:* Poluprovodnikovyje vchodnyje ustrojstva SVČ. Tom I. Moskva: Sov. radio 1975.

[9] *Žalud, V.:* Mikrovlnný FET stále šlágrem. ST č. 4/76, s. 153.

[10] *Sehnalík, V.:* Rozptylové parametry tranzistorů. Slaboproudý obzor č. 7/69, s. 337 až 339.

[11] *Hošek, Z.; Pejskar, J.:* Vysokofrekvenční tranzistorové zesilovače. SNTL: Praha 1967.

[12] *Know, A. H.:* Design of Microstrip Transmission Line. Microwave Journal, 1976, January, s. 61 až 63.

[13] *Kovalev, I. S.:* Konstruirovanije i rasčet poloskovych ustrojstv. Moskva: Sov. radio 1974.

[14] *Čermák, J.; Jurkovič, K.:* Návrh a konstrukce nízkofrekvenčních tranzistorových zesilovačů. SNTL: Praha 1972.

[15] Konstrukční katalog polovodičových součástek. TESLA Rožnov, svazek B.

[16] *Stránský, J.:* Základy radiotechniky II. Technickovědecké vydavatelství: Praha 1951.

[17] Kolektiv: Rádiotechnická príručka II. Překlad vydání publikace firmy TELEFUNKEN AG. Vydavateľstvo technickej a ekonomickej literatúry: Bratislava 1973, 2. vydání, s. 86 až 99.

[18] Kolektiv: Rádiotechnická príručka V. Překlad vydání publikace firmy TELEFUNKEN AG. Alfa: Bratislava 1972, s. 239 až 243.

[19] *Žalud, V.:* Parametry $\bar{s}$ a jejich použití. ST č. 11/77, s. 409 až 412.

[20] *Tallo, A.:* Použitie činiteľa normovaného výkonového zisku pri riešení nízkošumových tranzistorových zosilňovačov pre vvk. Slaboproudý obzor č. 6/78, s. 273 až 275.

[21] *Tallo, A.:* Súčasný stav a perspektivy rozvoja tranzistorových nízkošumových zosilňovačov pre veľmi vysoké frekvencie. ST č. 2/77, s. 47 až 49.

OPRAVA

Prosíme čtenáře, aby si laskavě opravili a doplnili v AR řady B, č. 3/79:
zapojení obvodů na deskách s plošnými spoji smyčkových antén lze vzájemně zaměňovat podle potřeby (desky na obr. 4, 6, 10); na obr. 21 C_{11}, C_{12} je trimr 0,5 až 10 pF, C_1, C_4 pro OIRT jsou 6,8 pF, C_5 je 22 pF;
na str. 98 v 16 řádku shora vlevo má být místo 68 pF správně 6,8 pF;
na obr. 24 je tranzistor T_2 správně GF506 (nikoli KF524);
na obr. 27 je napájecí napětí +12 V (nikoli −12 V);
na obr. 28 je tranzistor T_3 typu n-p-n (nikoli p-n-p), tj. KF525;
na str. 101 v levém sloupci v prvním řádku škrtnout odbočky (věta bude . . . 47 pF z vinutí – plošné cívky); ve 12. řádku má být místo Vstupní obvod správně Výstupní obvod; na obr. 47 trimr R_A je 1,5 kΩ.